



Ricardo Castela Legas

Licenciado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Desenvolvimento de uma caixa de velocidades electrónica para um motor polifásico de pólos variáveis.

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia
Electrotécnica e de Computadores

Orientador: J. Murta Pina, Dr., Faculdade de Ciências e Tecnologia
da Universidade Nova de Lisboa

Co-orientador: J. Martins, Dr., Faculdade de Ciências e Tecnologia
da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Tiago Oliveira Machado de Figueiredo Cardoso – FCT/UNL

Arguente: Prof. Mestre Daniel José Medronho Foito – EST/IPS

Vogais: Prof. Doutor João Miguel Murta Pina – FCT/UNL

Prof. Doutor João Francisco Alves Martins – FCT/UNL



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Setembro 2012

Desenvolvimento de uma caixa de velocidades electrónica para um motor polifásico de pólos variáveis.

Copyright © Ricardo Castela Legas, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Em primeiro lugar ao meu orientador Prof. João Murta Pina, pela oportunidade de realizar esta dissertação, suporte de dados, disponibilidade, dedicação, por toda partilha de conhecimentos e rigor que contribuíram para o desenvolvimento desta.

Ao meu co-orientador Prof. João Martins pela disponibilidade, conselhos e sugestões para a realização desta.

Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica, pelos meios disponibilizados, em especial ao Prof. Luís Gomes por gentilmente ter cedido um espaço no gabinete de alunos de sua responsabilidade.

Ao Mestre Edgar Silva, pela amizade e disponibilidade para esclarecimentos.

Aos amigos e colegas Eduardo Santos, Pedro Lopes, Pedro Almeida, José Carvalho, Carlos Simão, Bruno Duarte, Marcelo Rodrigues por toda a amizade e apoio durante o curso, a todos os outros que me proporcionaram bons momentos durante este.

Aos amigos Filipe Sena, Pedro Martins, Gonçalo Silva, Pedro Coelho, Tiago Rodrigues, Daniel Coelho pela vossa amizade e estarem sempre presentes, a todos os outros que influenciaram positivamente a minha vida.

A todos que de alguma forma ou de outra contribuíram para a realização desta dissertação.

Finalmente, e acima de tudo, aos meus pais e irmã que sempre me apoiaram em tudo e me incentivaram em toda a minha formação académica, António, Fátima e Raquel.

Resumo

Com o crescimento na produção e utilização de veículos eléctricos e veículos eléctricos híbridos em todos os sectores da sociedade surge a necessidade de investigação para novas tecnologias e diferentes métodos de emprego das tecnologias conhecidas.

O objectivo principal desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de comando que visa ser integrado numa caixa de velocidades electrónica para um motor polifásico de pólos variáveis com patente WO/2010/013226, contudo, o sistema de comando desenvolvido têm de possuir flexibilidade para acoplação a outro tipo de motores eléctricos de forma a proporcionar um controlo V/f a uma vasta gama destes.

Os pontos fulcrais a serem considerados no seu desenvolvimento será a geração de sinais de comando com recurso a um microcontrolador e geração de sinais de tensão provenientes de um conversor electrónico.

Palavras-chave: Modulação por Largura de Impulsos, Inversor de Fonte de Tensão, Accionamento Polifásico, Pólos Variáveis.

Abstract

With the growth in production and utilization of electric vehicles and hybrid electric vehicles in all industry sectors of society, emerges the necessity of investigation towards new technology and different methods of employing old ones.

The main purpose in this dissertation is the development of a commanding system which aims the integration in a electric gearbox specified for a polyphase motor with variable pole number, with international patent WO/2010/013226, however, the developed system must have the flexibility to operate other kind of electric motors in order to provide and V/f control to a vast spectrum of those.

The main points in consideration meanwhile its development are the generation of commanding signals with a microcontroller as a resource and the generation of power signals provided by an electronic converter

Key-words: Pulse With Modulation, Voltage Source Inverter, Polyphase Drive, Variable Poles

Simbologia

DC	Regime contínuo de tensão ou corrente
DTC	Direct Torque Control
GTO	Gate turn-off thyristor
IFC	Inversor de fonte de corrente
IFT	Inversor de fonte de tensão
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Medium Square
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion

τ_i	Tempo de atraso equivalente a um desfasamento de uma determinada fase em relação à origem
φ_i	Desfasamento de uma determinada fase em relação à origem
ω_s	Velocidade angular síncrona do campo girante
τ	Tempo de atraso equivalente ao desfasamento entre fases
φ	Desfasamento entre fases
ω	Velocidade angular
A_c	Amplitude da onda portadora
A_m	Amplitude do sinal de referência
A_s	Amplitude de uma senoide
I_{rms}	Valor eficaz de um sinal de corrente
N_c	Número de cavas do motor eléctrico
S_i	Função de comutação definida pelo estado de um braço i
THD_I	Distorção harmónica total de um sinal de corrente
THD_U	Distorção harmónica total de um sinal de tensão
U_{DC}	Tensão em regime contínuo
U_{ab}	Tensão entre o ponto a e ponto b
U_i	Tensão do braço i em função de S_i
U_{rms}	Valor eficaz de um sinal de tensão
f_c	Frequência da onda portadora
f_m	Frequência do sinal de referência
m_a	Índice de modulação
m_f	Frequência normalizada da onda portadora
u_n	Tensão simples de uma fase

<i>T</i>	Período de um sinal
<i>f</i>	Frequência de um sinal
<i>i</i>	Índice de fase
<i>n</i>	Número total de fases
<i>p</i>	Número de pares de pólos
<i>t</i>	Variável de referência ao tempo instantâneo

Índice

1. Introdução.....	1
1.1. Motivação	1
1.2. Principais Objectivos.....	1
1.3. Contribuições Originais	1
1.4. Organização da Dissertação	2
2. Estado da Arte.....	3
2.1. Introdução	3
2.2. Geração de sinais de Tensão	3
2.2.1. Inversor de Fonte de Tensão	5
2.2.1.1. Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia meia-ponte	5
2.2.1.2. Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia ponte completa	7
2.2.1.3. Inversor de Fonte de Tensão para três fases, em topologia ponte completa	8
2.2.1.1. Inversor de Fonte de Tensão para N fases, em topologia ponte completa	11
2.3. Motor de Pólos Variáveis	12
2.4. Geração de Sinais de Comando.....	14
2.4.1. Técnicas de Modulação PWM	15
2.4.1.1. <i>Carrier Based</i> PWM.....	15
2.4.1.1. <i>Space Vector</i> PWM	18
2.4.1. <i>Direct Torque Control</i>	20
2.5. Conclusões	21
3. Desenvolvimento	23
3.1. Introdução	23
3.2. Considerações Iniciais	23
3.3. Modelo.....	25
3.3.1. Bloco “Desfasamento”.....	25
3.3.2. Bloco “PWM”	27
3.3.3. Bloco “Braço”	29

3.3.4. Modelo Final	30
3.4. Resultados Obtidos	32
3.4.1. Simulação do Modelo Com Um Par de Pólos a 50 Hz	33
3.4.2. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 50 Hz	38
3.4.3. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz	42
3.4.4. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz com Índice de Modulação a 0,7	45
3.4.5. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz com Índice de Modulação a 1,3	47
3.5. Simulação do Modelo com Variação da Frequência da Onda Portadora	49
3.6. Simulações do Modelo através do Varrimento do Índice de Modulação	52
3.7. Simulações do Modelo através do Varrimento da Frequência do Sinal de Referência	56
3.8. Conclusões	58
4. Implementação.....	61
4.1. Introdução	61
4.2. Implementação do Sistema de Geração de Sinais de Comando	61
4.3. Implementação do Sistema de Geração de Sinais de Tensão.....	75
4.4. Conclusões	76
5. Conclusões e Trabalho Futuro	77
5.1. Conclusões	77
5.2. Trabalho Futuro.....	78
6. Referências	79
7. Anexos.....	82
7.1. Esquema completo do sistema de comando.....	82

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Integração de um IFC num sistema de electrónica de potência	4
Figura 2.2 - Integração de um IFT num sistema de electrónica de potência	4
Figura 2.3 - Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia meia-ponte.....	6
Figura 2.4 - Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia ponte completa.	7
Figura 2.5 - Inversor de Fonte de Tensão para três fases, em topologia ponte completa.	9
Figura 2.6 - Representação dos vectores espaciais referentes à Tabela 2.3	10
Figura 2.7 - Inversor de Fonte de Tensão para N fases, em topologia ponte completa.....	11
Figura 2.8- Exemplo de uma onda PWM com vários duty cycles	14
Figura 2.9 - SPWM na zona linear.....	16
Figura 2.10 - Impulsos resultantes da SPWM na zona linear.	17
Figura 2.11 - PWM na zona de sobremodulação.	17
Figura 2.12 - Impulsos resultantes da PWM na zona de sobremodulação.	17
Figura 2.13 - Representação dos vectores espaciais no plano dq, referente a três fases.	19
Figura 2.14 - Representação dos vectores espaciais no plano dq, referente a cinco fases.	20
Figura 2.15 - Sistema de Controlo Directo de Binário.....	21
Figura 3.1 - Construção do bloco Desfasamento.	26
Figura 3.2 - Bloco Desfasamento.	27
Figura 3.3 - Construção do bloco PWM.....	28
Figura 3.4 - Bloco PWM.	28
Figura 3.5 - Construção do bloco Braço.....	29
Figura 3.6 - Bloco Braço	30
Figura 3.7 - Modelo Final	31
Figura 3.8 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$	35
Figura 3.9 – Pormenor do sinal de Tensão na fase 0 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$	36
Figura 3.10 – Pormenor do sinal da Tensão composta entre a fase 0 e fase 1 na configuração: 37	
Figura 3.11 - Sinais de Tensão da fase 0 à fase 11 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$	40
Figura 3.12 – Sinais de Tensão da fase 12 à fase 23 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$	41
Figura 3.13 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$	44

Figura 3.14 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $ma = 0,7$.	46
Figura 3.15 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $ma = 1,3$.	47
Figura 3.16 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 60 \text{ Hz}$; $fc = 1000 \text{ Hz}$; $p = 1$; $ma = 1$;	50
Figura 3.17 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 60 \text{ Hz}$; $fc = 3000 \text{ Hz}$; $p = 1$; $ma = 1$;	51
Figura 3.18 - THD_U para vários valores de m_a com uma carga de 20 mH	52
Figura 3.19 - THD_U para vários valores de m_a com uma carga de 60 mH	53
Figura 3.20 - THD_I para vários valores de m_a com uma carga de 20 mH	53
Figura 3.21 - THD_I para vários valores de m_a com uma carga de 60 mH	54
Figura 3.22 - Valores de U_{rms} através do varrimento de m_a	55
Figura 3.23 - Valores de I_{rms} através do varrimento de m_a	55
Figura 3.24 - Valores de THD_I através do varrimento de f_m	56
Figura 3.25 - Valores de THD_U através do varrimento de f_m	57
Figura 3.26 - Valores de I_{rms} e U_{rms} através do varrimento de f_m	57
Figura 4.1 - Aplicação de <i>Hardware</i> do sistema de comando	62
Figura 4.2 - Placa ICD2	63
Figura 4.3 - Esquema de Ligação para programação do <i>Hardware</i> do sistema de geração de sinais de comando	63
Figura 4.4 - Especificação da aplicação de <i>Hardware</i> do sistema de comando	64
Figura 4.5 - Detalhe do <i>display</i> da placa Explorer 16	65
Figura 4.6 - Representação do fluxograma do ciclo de funcionamento do sistema de controlo	67
Figura 4.7 - Representação do fluxograma do ciclo de marcha	69
Figura 4.8 - Representação do fluxograma de alteração de valores dos sinais de comando	70
Figura 4.9 - Alterações de valores de sinais de comando	71
Figura 4.10 - Sinais de comando de um determinado braço	73
Figura 4.11 - Sinais de comando de dois braços com desfasamento em relação à origem equivalente	74
Figura 4.12 - Sistema de electrónica de potência	75
Figura 7.1 - Esquema completo do sistema de comando	82

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 – Estados possíveis para um IFT de uma fase, em topologia meia-ponte.	6
Tabela 2.2 - Estados possíveis para um IFT de uma fase, em topologia ponte completa.	8
Tabela 2.3 - Estados possíveis para um IFT de três fases, em topologia ponte completa.	10
Tabela 3.1 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:	34
Tabela 3.2 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:	39
Tabela 3.3 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:	43
Tabela 3.4 - Resultados Obtidos das várias simulações	58
Tabela 3.5 - Resultados Obtidos sobre o rácio de frequência-modulação.....	59
Tabela 4.1 - Especificação das saídas correspondentes a cada elemento de comutação	66

1. Introdução

1.1. Motivação

Com o panorama mundial em relação à grande percentagem do consumo de combustíveis fósseis por veículos com motor a combustão e com o alerta da escassez destes, a utilização de veículos eléctricos e veículos eléctricos híbridos em todos os sectores da sociedade tem sofrido um forte aumento provando ser uma possível solução face a este problema. A utilização deste tipo de veículos implica novos meios de construção e utilização dos motores eléctricos e respectivos accionamentos para controlo destes. Desde então o número de estudos incidindo sobre estes temas tem sofrido um forte acréscimo.

A presente de dissertação visa o desenvolvimento de um conversor para um accionamento que proporcionará o controlo de qualquer tipo de motor polifásico com o número de pólos variável ou não.

1.2. Principais Objectivos

O principal objectivo desta dissertação é a implementação de um sistema de comando que irá integrar uma caixa de velocidades electrónica para um motor polifásico de pólos variáveis. Este sistema será feito através de outros dois, um sistema de geração de sinais de comando com recurso a um microcontrolador e um sistema de geração de sinais de tensão através de um conversor de electrónica de potência.

1.3. Contribuições Originais

Como contribuições originais à ciência o sistema desenvolvido nesta dissertação estará munido da flexibilidade em termos de variação de frequência e amplitude das várias fases que

alimentam o motor e do número de pólos que existem na configuração deste, sejam estes variáveis ou não. Assim, torna-se possível a sua utilização em qualquer tipo de máquina polifásica, até vinte e quatro fases no presente caso, através de um desfasamento individual de cada fase em relação à origem.

1.4. Organização da Dissertação

A dissertação apresentada é composta por cinco capítulos, estruturados da seguinte forma:

No capítulo 1 são apresentadas a motivação, os principais objectivos, as contribuições originais e como está organizada.

O capítulo 2 trata do estado da arte, dando a conhecer referências existentes neste tipo de sistemas.

O capítulo 3 mostra como foi feito o desenvolvimento teórico do sistema de comando, dando ênfase a várias simulações efectuadas para várias configurações.

No capítulo 4 é mostrada a implementação do sistema de comando, onde se faz uma abordagem à programação do microcontrolador para geração de sinais de comando e como este interage com o conversor de electrónica de potência.

O capítulo 5 é dedicado às conclusões do sistema de comando desenvolvido e trabalho futuro a incidir sobre este.

2. Estado da Arte

2.1. Introdução

Serve o presente capítulo para demonstrar o estado da arte no panorama do controlo de accionamentos de motores eléctricos. Serão abordadas as técnicas de geração de sinais de controlo mais utilizadas, e as topologias de conversores de electrónica de potência responsáveis pela geração de sinais de tensão, que constituem a componente física do accionamento. Para concluir este capítulo, tendo em conta que o resultado final da dissertação apresentado tem um objectivo de aplicação, será feita uma abordagem ao motor de pólos variáveis.

2.2. Geração de sinais de Tensão

O início do estudo na área da electrónica de potência remota ao final do século XIX, e é marcado por um físico francês, J. Jasmin, que descobriu um fenómeno de semicondutância, propondo então que este efeito fosse utilizado para se efectuar uma rectificação de corrente alternada para corrente continua. Muitos estudos foram efectuados ao longo dos anos, mas devido a limitações em termos de potência e ao custo proibitivo do material só no final da década de 1980 é que a tecnologia dos conversores, aliada ao recurso de microcontroladores e novos dispositivos de electrónica de potência, teve um forte crescimento.

Um inversor de potência, ou somente inversor, é um dispositivo eléctrico (conversor) que transforma uma tensão ou corrente contínua em tensão ou corrente alternada [1].

Hoje em dia, os inversores têm inúmeras aplicações desde fontes de alimentação ininterruptíveis (UPS), variadores de frequência e no caso desta dissertação no controlo de velocidade de motores eléctricos.

Os inversores actualmente podem ser apresentados em dois grupos:

- Inversores fonte de corrente (IFC).
- Inversores fonte de tensão (IFT).

Uma topologia IFC tem características intrínsecas que podem ser vantajosas face a uma topologia IFT como a protecção contra curto-circuito devido facto de se poder limitar a corrente de saída pelo barramento DC, a baixa variação de tensão de saída $\frac{dv}{dt}$ resultante de uma filtragem por um condensador de saída, a própria robustez do conversor criada pela natureza unilateral dos componentes de comutação que também providenciam por si uma protecção contra curto-circuito e uma capacidade regenerativa instantânea e contínua [2].

A Figura 2.1 mostra a integração de um IFC num sistema de electrónica de potência em que se pretende ligar a carga, neste caso um motor eléctrico, a uma fonte de corrente. O acoplamento de filtros, tanto na entrada como na saída deste accionamento é sempre possível de forma a haver uma filtragem de harmónicas indesejáveis [3].

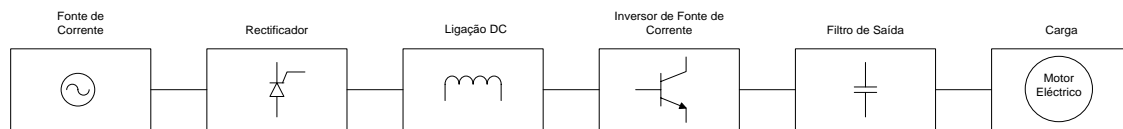


Figura 2.1 - Integração de um IFC num sistema de electrónica de potência

Porém, os IFT tornam-se mais comuns em aplicações relacionadas com o controlo de motores eléctricos, devido ao recurso da Modulação por Largura de Impulsos, o que permite um “modus operandi” regular e eficiente, com reduzidas harmónicas de binário [4].

Outra razão para os IFT se tornarem mais comuns nos dias de hoje é o facto de suportarem uma gama de frequência superior aos IFC quando comparando produtos do mesmo nível, tornando-se assim economicamente mais viáveis.

A Figura 2.2 demonstra a integração de um IFT num sistema de electrónica de potência em que se pretende ligar a carga, neste caso um motor eléctrico, a uma fonte de tensão. Apesar de não estarem evidenciados neste esquema, tal como no caso anterior, o acoplamento de filtros na entrada e/ou na saída deste accionamento é aconselhado de forma a providenciar ao sistema uma capacidade de filtragem das harmónicas indesejáveis [5].

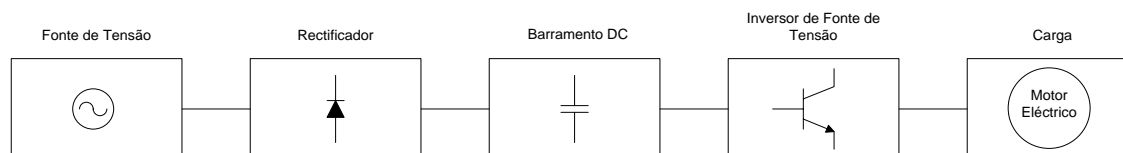


Figura 2.2 - Integração de um IFT num sistema de electrónica de potência

Na seguinte secção será demonstrada a tecnologia do inversor de fonte de tensão através de uma abordagem mais profunda, visto que este é um dos elementos principais nesta dissertação.

2.2.1. Inversor de Fonte de Tensão

De forma a abranger grande parte do estado da arte no panorama dos IFT esta secção demonstra vários tipos de IFT. Inicialmente serão abordados inversores para uma fase propícios para aplicações de baixa potência, seguindo-se para uma abordagem de inversores de três ou mais fases que cobrem as aplicações de media e alta potência.

2.2.1.1. Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia meia-ponte

Esta é a forma mais simples, e mais limitada, de implementar um IFT. Como se pode observar pela Figura 2.3, esta topologia apenas requer a utilização de um braço composto por dois elementos de comutação controlada para a criação dos estados necessários, sendo que a cada estado está associado um valor de tensão [5].

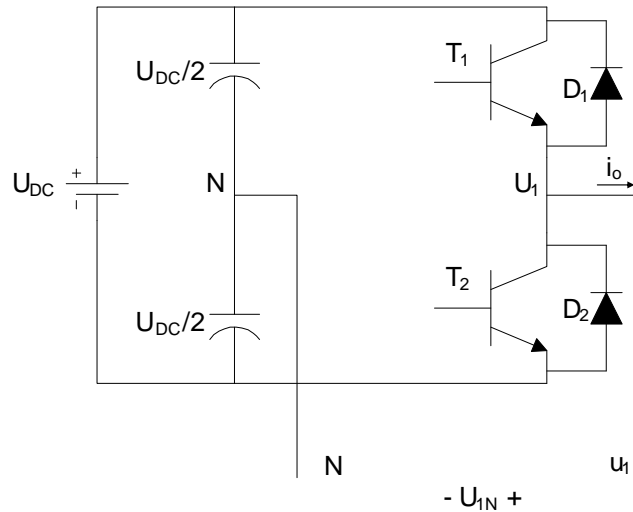


Figura 2.3 - Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia meia-ponte.

Estes valores de tensão são referenciados a um neutro criado pelo ponto médio de dois condensadores ligados em série, ao qual também será ligada a carga. Além da criação do ponto neutro do inversor, a utilização dos condensadores também providencia uma acção de filtragem das harmónicas de baixa frequência que poderão ser prejudiciais na carga.

A Tabela 2.1 mostra os valores de tensão esperados, para cada estado do IFT caracterizado por cada estado de cada elemento de comutação. Note-se que os elementos de comutação não podem estar no mesmo estado, *On*, simultaneamente, caso contrário isso provocará um curto-circuito entre estes e a fonte de tensão podendo danificar o inversor. Esta condição tem de ser assegurada pela técnica de modulação através da qual os sinais de comando serão gerados [5].

Elementos de Comutação		Estado	U_{IN}	Elementos a conduzir	
T_1	T_2			Se $i_o > 0$	Se $i_o < 0$
<i>On</i>	<i>Off</i>	1	$U_{DC}/2$	T_1	D_1
<i>Off</i>	<i>On</i>	2	$-U_{DC}/2$	D_2	T_2
<i>Off</i>	<i>Off</i>	3	$-U_{DC}/2$	D_2	
			$U_{DC}/2$		D_1

Tabela 2.1 – Estados possíveis para um IFT de uma fase, em topologia meia-ponte.

2.2.1.2. Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia ponte completa

Também através de [5] é possível observar que a topologia de um IFT em ponte completa é semelhante à topologia em meia ponte anteriormente demonstrada, com a particularidade da adição de um braço, como se pode verificar pela Figura 2.4.

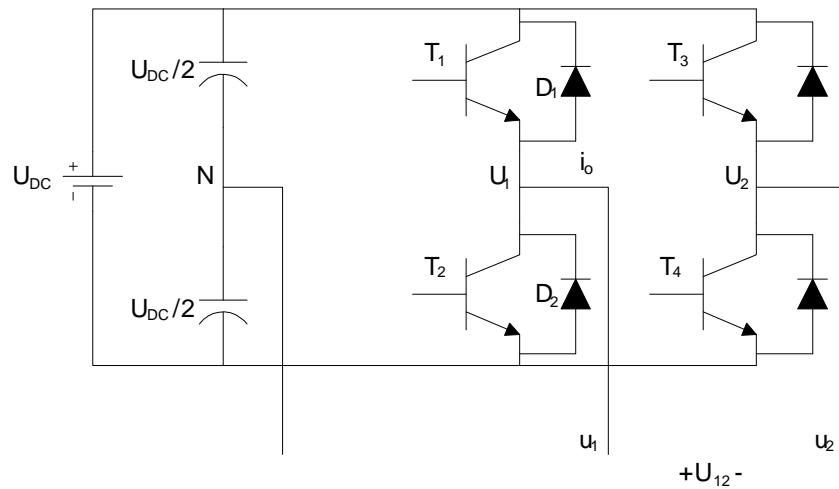


Figura 2.4 - Inversor de Fonte de Tensão para uma fase, em topologia ponte completa.

Note-se que agora o ponto neutro do IFT onde será ligada a carga passa a ser criado pelo braço adicionado, contudo a impossibilidade dos dois elementos de comutação apresentarem o mesmo estado mantém-se face à criação de um curto-circuito do braço com a fonte de tensão.

Além da criação deste novo ponto neutro, a adição de um braço ao IFT providencia um aumento do número de estados o que se reflecte num incremento da tensão de saída U_{12} , como mostra a Tabela 2.2.

Elementos de Comutação				Estado	U_{1N}	U_{2N}	U_{12}	Elementos a conduzir	
T_1	T_2	T_3	T_4	S				Se $i_o > 0$	Se $i_o < 0$
On	Off	Off	On	1	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	U_{DC}	T_1 e T_4	D_1 e D_4
Off	On	On	Off	2	$-U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}$	D_2 e D_3	T_2 e T_3
On	Off	On	Off	3	$U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	0	T_1 e D_3	D_1 e T_3
Off	On	Off	On	4	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	0	D_2 e T_4	T_2 e D_4
Off	Off	Off	Off	5	$-U_{DC}/2$	$U_{DC}/2$	U_{DC}	D_2 e D_3	
Off	Off	Off	Off	5	$U_{DC}/2$	$-U_{DC}/2$	$-U_{DC}$		D_1 e D_4

Tabela 2.2 - Estados possíveis para um IFT de uma fase, em topologia ponte completa.

Além da condição de que nenhum braço pode apresentar os dois elementos de comutação que o constituem no mesmo estado, é necessário também através da técnica de modulação escolhida para geração dos sinais de comando, garantir que nunca se verifique o estado indefinido para que a tensão de saída tenha sempre um valor definido [5].

2.2.1.3. Inversor de Fonte de Tensão para três fases, em topologia ponte completa

Os IFT de apenas uma fase normalmente não são compatíveis em aplicações de média e alta potência. Este tipo de aplicações normalmente requerem flexibilidade na amplitude, fase e frequência do sinal de tensão de saída que apenas se consegue atingir com o uso de IFT de três ou mais fases.

Acrescentado um braço ao IFT de uma fase em topologia em ponte completa demonstrado anteriormente, como se mostra na Figura 2.5, cria-se a compatibilidade de acoplar este accionamento a cargas que requeiram três fases. Esta adicção de um novo braço vem proporcionar ao inversor um total de oito estados [5].

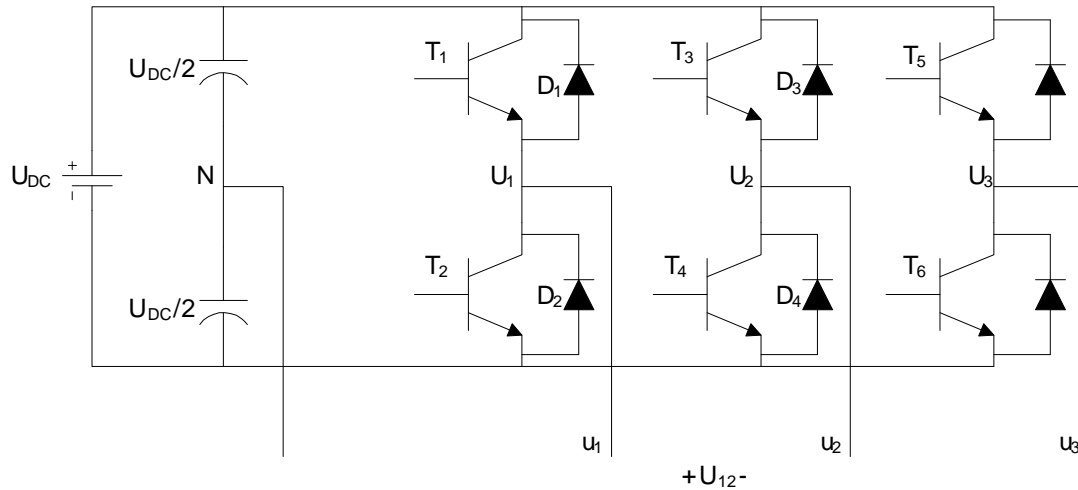


Figura 2.5 - Inversor de Fonte de Tensão para três fases, em topologia ponte completa.

Ainda assim, mantem-se a condição de que os elementos de comutação de cada braço não podem apresentar o mesmo estado, caso contrário, dá-se a ocorrência de um curto-circuito se estes se apresentarem no estado activo ou a criação de um estado indefinido com valores de tensão de saída dependentes da polaridade da corrente. Como nos IFT apresentados anteriormente, esta condição tem de ser imposta pela técnica de modulação dos sinais de comando que neste caso torna-se mais exigente de efectuar devido ao maior número de fases.

Uma das técnicas de modulação mais populares é a Modulação por Largura de Impulsos com Vectores Espaciais, que será aprofundada mais à frente neste capítulo, devido a fácil implementação digital e melhor utilização da tensão disponível do barramento DC [6]. A

Tabela 2.3 mostra os oito estados do IFT nesta configuração com ênfase na técnica de modulação em *Space Vector PWM* (SVPWM).

Elementos de Comutação						Estado	U_{12}	U_{23}	U_{31}	Vector espacial
T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	S				
On	Off	Off	On	Off	On	1	U_{DC}	0	$-U_{DC}$	$\vec{v}_1 = 1 + j0.577$
On	Off	On	Off	Off	On	2	0	U_{DC}	$-U_{DC}$	$\vec{v}_2 = j1.155$
Off	On	On	Off	Off	On	3	$-U_{DC}$	U_{DC}	0	$\vec{v}_3 = -1 + j0.577$
Off	On	On	Off	On	Off	4	$-U_{DC}$	0	U_{DC}	$\vec{v}_4 = -1 - j0.577$
Off	On	Off	On	on	Off	5	0	$-U_{DC}$	U_{DC}	$\vec{v}_5 = -j1.155$
On	Off	Off	On	On	Off	6	U_{DC}	$-U_{DC}$	0	$\vec{v}_6 = 1 - j0.577$
On	Off	On	Off	On	Off	7	0	0	0	$\vec{v}_7 = 0$
Off	On	Off	On	Off	On	8	0	0	0	$\vec{v}_0 = 0$

Tabela 2.3 - Estados possíveis para um IFT de três fases, em topologia ponte completa.

Recorrendo à transformada de Clarke é então possível a criação dos vectores acima representados, que podem ser descritos num plano $\alpha\beta$ como mostrado na Figura 2.6. A SVPWM será abordada de uma forma mais concisa mais à frente nesta dissertação.

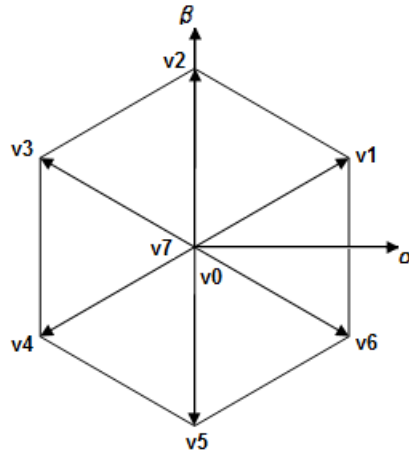


Figura 2.6 - Representação dos vectores espaciais referentes à Tabela 2.3

Além da SVPWM, outra técnica muito recorrente que também será abordada mais a frente é a PWM utilizando um onda portadora devido a uma capacidade de alteração de frequência, baixa corrente de *ripple*, e características de espectro de harmónicas bem definidas [7].

2.2.1.1. Inversor de Fonte de Tensão para N fases, em topologia ponte completa

Por vezes apenas três fases não são suficientes para alimentar uma determinada carga.

Então, um incremento no número de fases pode ser considerado como solução para aplicações que requerem alta potência [8].

Os accionamentos polifásicos oferecem várias vantagens face aos tradicionais accionamentos trifásicos como a redução de amplitude e aumento dos impulsos de binário, redução de harmónicas de corrente na carga e redução das harmónicas de corrente no barramento DC.

Alem disso, devido à sua topologia, a sua estabilidade é melhorada, isto é, se uma ou mais fases falharem não causa o impedimento da máquina funcionar mesmo com um desempenho reduzido [9].

Seguindo o raciocínio que tem sido efectuado ao longo deste capítulo, para se obter um IFT para n fases em topologia ponte completa é necessário igualar o número de braços ao número de fases alimentam uma determinada carga, como mostra a Figura 2.7.

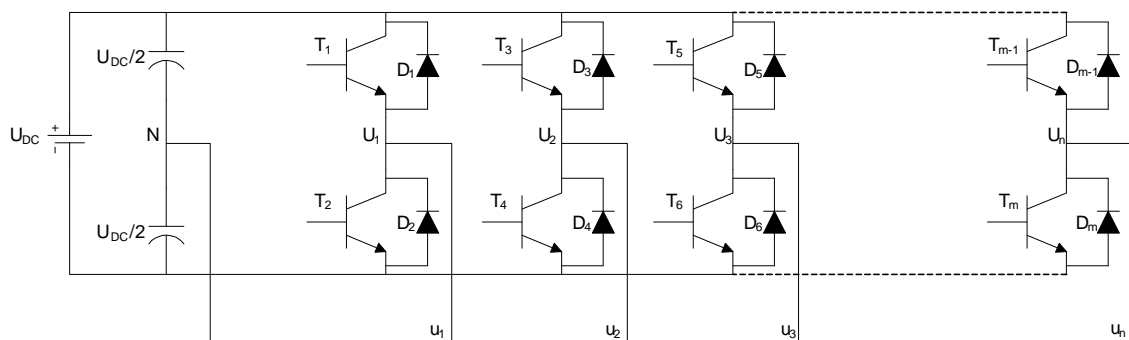


Figura 2.7 - Inversor de Fonte de Tensão para N fases, em topologia ponte completa.

Sendo esta topologia derivada das anteriores a condição de que os elementos de comutação de cada braço não podem apresentar o mesmo estado sob o perigo de curto-circuito ou criação de um estado do IFT indefinido. Esta condição continua a ter de ser garantida pela técnica de modulação, porém, torna-se necessário um cuidado na implementação desta pois o

número de estados do IFT aumenta na proporção de 2^n , sendo n o número de fases que alimentam a carga [10].

Contudo, estudos previamente feitos em inversores de n fases [10], permitem demonstrar matematicamente os valores de tensão de saída de cada braço do inversor em relação ao neutro.

Sendo $S_i \in \{1, -1\}$ uma função de comutação definida pelo estado de um braço i do IFT, com $i = 1, 2, 3, \dots, n$. As tensões de cada braço em função de S_i são determinadas por:

$$U_i = 0.5U_{DC}S_i, \quad S_i = \pm 1 \text{ e } i = 1, 2, 3, \dots, n$$

Então as tensões nas fases de saída do IFT referenciadas ao neutro, podem ser descritas por:

$$u_1 = \frac{n-1}{n}U_1 - \frac{1}{n}\sum_{i=2}^n U_i$$

$$u_2 = \frac{n-1}{n}U_2 - \frac{1}{n}\sum_{i=1, i \neq 2}^n U_i$$

$$u_i = \frac{n-1}{n}U_i - \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n-1} U_i$$

2.3. Motor de Pólos Variáveis

O objectivo principal do accionamento desenvolvido nesta dissertação será o acoplamento a um motor de pólos variáveis desenvolvido em [11], descrito na patente WO2010013226 [12], de forma a possibilitar um controlo da frequência e desfasagem dos sinais de tensão na entrada do motor e do número activo de pólos magnéticos no estator, influenciando assim a velocidade de rotação e o binário desenvolvido.

Como tal, para contextualizar o accionamento desenvolvido no estado da arte actual, torna-se imperativo uma breve abordagem a esta tecnologia, em que um estudo aprofundado é feito em [11].

Para o motor de indução, a velocidade síncrona do campo girante, ω_s , pode ser obtida através de:

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p}$$

em que f é a frequência das tensões das fases que alimentam o motor e p é o número de pares de pólos magnéticos produzidos pelas correntes no estator. Hoje em dia, a alteração da velocidade é feita facilmente através da variação da frequência com recurso a conversores de electrónica de potência. Outra forma desta ser regulada é através da alteração do número de pares de pólos, o que se reflete numa tarefa mais complexa e que não fornece uma variação linear.

Algumas formas de como a comutação de pólos pode ser feita mecanicamente estão descritas em [3], mas claro, como qualquer accionamento mecânico este tipo de acção implica o desgaste temporal e reduzida flexibilidade na sua utilização. Então o objectivo do accionamento desenvolvido nesta dissertação é providenciar uma flexibilidade do sistema através de uma comutação de pólos totalmente electrónica além da variação de frequência.

O motor em causa é alimentado por vinte e quatro fases individuais, cada uma com um enrolamento no estator, em que o desfasamento de cada tensão sinusoidal que o alimenta pode ser obtido através de:

$$\varphi_i = -i \cdot \frac{2\pi \cdot p}{N_c} \quad (rad)$$

em que i é o índice de fase, p é o número de pólos e N_c é o número de cavas do motor, ou seja, o número de fases que o alimentam.

Sabendo que a tensão de alimentação em cada fase, com um valor de desfasamento φ_i pode ser obtida através de:

$$U_i = A_s \cdot \sin(\omega t + \varphi_i)$$

$$U_i = A_s \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi_i)$$

É possível, com recurso a um microcontrolador, obter um grau de elevado de flexibilidade tanto na comutação de pólos como na comutação de frequência, o que através de aplicações mecânicas seria impraticável.

2.4. Geração de Sinais de Comando

A geração dos sinais de tensão que serão entregues à carga, neste caso de estudo um motor eléctrico, é feita pelo *conversor* de electrónica de potência do accionamento. Contudo, esta electrónica de potência também tem de ser controlada. Este controlo do *conversor* é feito através de sinais provenientes de uma modulação PWM.

Este tipo de sinais são amplamente utilizados quer nas telecomunicações para demonstrar símbolos, quer na transmissão de energia através do valor medio da onda PWM ou como é o caso estudado utilizado no controlo de accionamentos de motores eléctricos através da largura dos impulsos. Contudo, qualquer que seja a aplicação desta onda resultante a sua essência é sempre a mesma, a geração de uma onda com período constante T , composta por um trem de impulsos, em que o valor médio varia com a sequência e largura (*width*) dos impulsos, em que esta pode ser obtida através da aplicação de um *duty cycle* à própria onda, ou através de técnicas de modulação. A Figura 2.8 ilustra uma onda PWM obtida através da aplicação *duty cycle* de 25%, 50%, e 90% respectivamente [13].

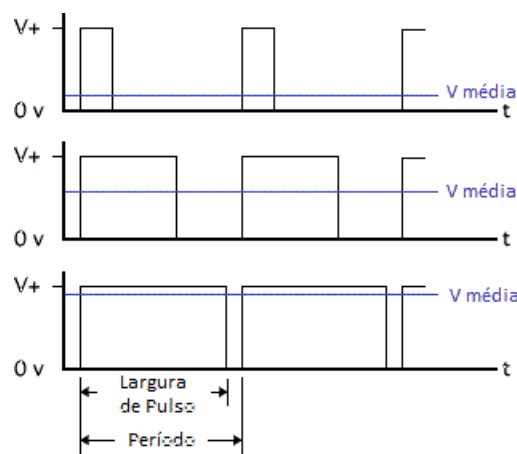


Figura 2.8- Exemplo de uma onda PWM com vários duty cycles

2.4.1. Técnicas de Modulação PWM

Além da aplicação directa de um *duty cycle* ao sinal que se pretende modular, existem outras técnicas, mais recorrentes, de modulação PWM.

Nas próximas sub-secções serão abordadas as técnicas de modulação mais recorrentes na tecnologia e que por sua vez originaram outras inúmeras técnicas além destas, com características muito próprias.

2.4.1.1. *Carrier Based* PWM

Além das características mencionadas anteriormente, como um espectro de harmónicas bem definido, a *Carrier Based* PWM (PWM utilizando onda portadora), é a técnica PWM mais popular e utilizada devido à sua simplicidade de implementação tanto analógica como digital [14].

Esta técnica parte da comparação de valores instantâneos entre dois sinais, o sinal de referência e o sinal da onda portadora. Se o valor do sinal de referência no instante t for maior ou igual que o valor da onda portadora, o resultado é um valor fixo e positivo para o impulso. Caso contrário o impulso toma valor nulo.

O sinal de referência afecta directamente o resultado da modulação, no fundo trata-se de um sinal que contém a informação, no caso em estudo a sua frequência e fase, que se pretende modular para mais tarde vir a ser integrada em aplicações. Neste tema de dissertação será amplamente utilizado como referência um sinal sinusoidal pelo que a modulação tomará a designação de Sinusoidal PWM (SPWM).

Quanto à portadora, esta tem de apresentar uma característica fixa. Isto é, a portadora apresenta um aspecto triangular ou dentes de serra com frequência e amplitude fixa ao longo do tempo, contudo, estas podem ser previamente adaptadas ao sinal de referência. Quando se trata de sistemas multifásicos o sinal de referência tem de ser comum entre estas. A frequência para a onda portadora neste tipo de aplicações normalmente é na ordem de valores dez vezes superior à frequência do sinal de referência [15].

Para contrariar este efeito pode-se então optar A frequência normalizada da onda portadora m_f , também conhecida por razão de frequência-modulação é dada por:

$$m_f = \frac{f_c}{f_m}$$

sendo f_c a frequência da onda portadora e f_m a frequência do sinal de referência.

A escolha da amplitude da portadora afecta directamente o índice de modulação, m_a , também conhecido por razão de amplitude-modulação.

$$m_a = \frac{A_m}{A_c}$$

Sendo A_m a amplitude do sinal de referência, e A_c a amplitude da portadora.

O valor do índice de modulação de amplitude é sempre positivo maior que 0. O sinal diz-se linearmente modulado se este índice tomar valores entre 0 e 1 e para valores de superiores a 1, entra-se na zona de sobremodulação.

A Figura 2.9 ilustra a técnica de modulação descrita acima na zona linear, neste caso com um índice de modulação, $m_a = 1$. É de notar que com este valor do índice de modulação consegue-se uma resolução óptima do número de impulsos, como mostra a Figura 2.10, o que pode evidenciar um melhoramento no controlo do accionamento.

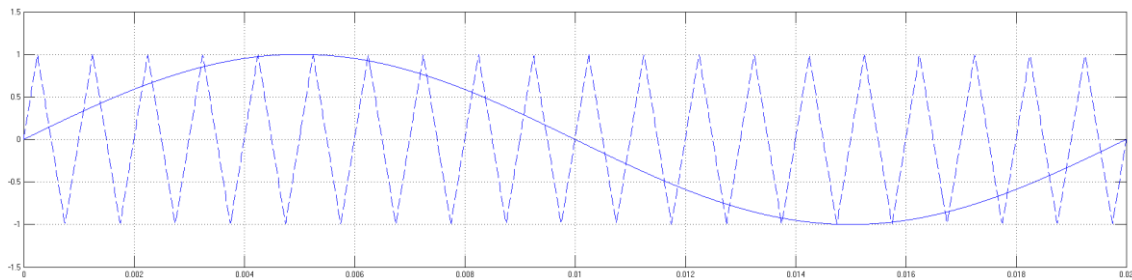


Figura 2.9 - SPWM na zona linear.

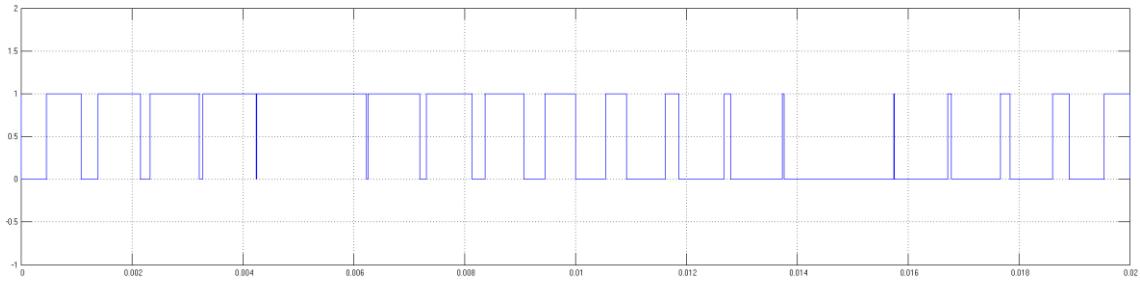


Figura 2.10 - Impulsos resultantes da SPWM na zona linear.

Porém, a modulação SPWM quando desenvolvida na região de sobremodulação pode ser problemática. A Figura 2.11 mostra a técnica mencionada anteriormente na região de sobremodulação, ou seja, com o valor de $m_a > 1$.

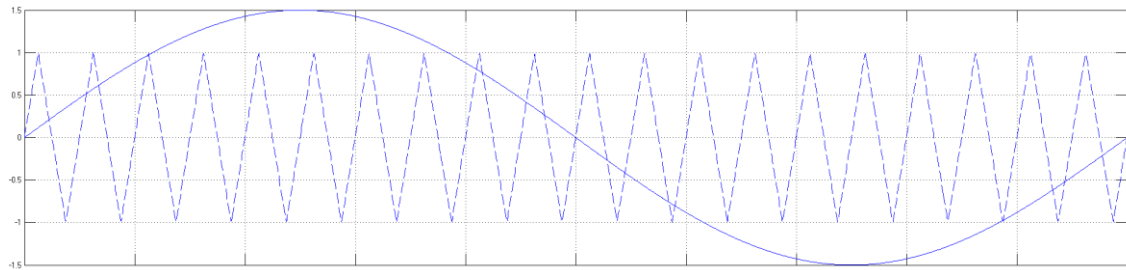


Figura 2.11 - PWM na zona de sobremodulação.

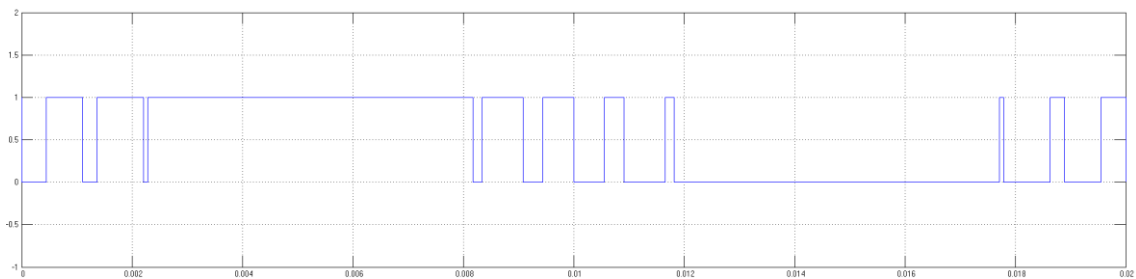


Figura 2.12 - Impulsos resultantes da PWM na zona de sobremodulação.

Os principais efeitos desta sobremodulação são a geração de harmónicas de corrente, o significativo decréscimo do ganho de tensão e um forte decréscimo do número impulsos como se pode verificar na Figura 2.12. Ora, quando se trata do controlo de accionamentos para motores eléctricos este conjunto de particularidades da sobremodulação resulta numa fraca desempenho do IFT e em picos de corrente indesejáveis [7].

A particularidade do controlo de motores eléctricos através da variação do índice de modulação face à variação da frequência do sinal de referencia é conhecido como controlo V/f .

2.4.1.1. *Space Vector PWM*

Este tipo de modulação foi desenvolvida como uma aproximação vectorial da modulação por largura de impulsos para inversores de fonte de tensão de três fases em topologia em ponte completa.

Esta técnica deriva do campo girante do motor de indução de forma a obter uma tensão de saída do IFT mais elevada e com uma menor distorção harmónica total (*THD*).

Assim a Modulação por Largura de Impulsos através de Vectores Espaciais é um método computacional direccionado especialmente para accionamentos que recorrem a frequência variável. Trata-se uma abordagem diferente da PWM convencional e baseia-se numa representação das tensões no plano $\alpha\beta$. As coordenadas $\alpha\beta$ podem ser obtidas recorrendo-se à transformada de Clarke, o que permite uma representação de um sistema tri-dimensional num plano bi-dimensional, gerando os vectores espaciais.

Esta modulação refere-se à combinação dos estados dos elementos de comutação superiores do IFT de três fases em topologia em ponte completa. Além da propriedade de gerar uma menor distorção harmónica na tensão de saída e na corrente aplicada nas fases providencia também um uso mais eficiente do barramento DC [16].

Na implementação desta modulação, as tensões que alimentam o motor eléctrico podem ser descritas num plano bi-dimensional de coordenadas dq como mostrados a tracejado na Figura 2.13 representando-se assim um conjunto de vectores espaciais correspondentes a cada estado de comutação num sistema trifásico. Os sinais positivo e negativo representam o estado do elemento de comutação superior de cada braço, positivo para ligado e negativo para desligado.

Ao se aplicar as tensões nas três fases do motor eléctrico é criado um fluxo rotacional, e este fluxo pode ser representado bi-dimensionalmente através de um vector de tensão representado a cheio na Figura 2.13. A amplitude e angulo deste vector rotacional podem ser calculados com o recurso à transformada de Clarke.

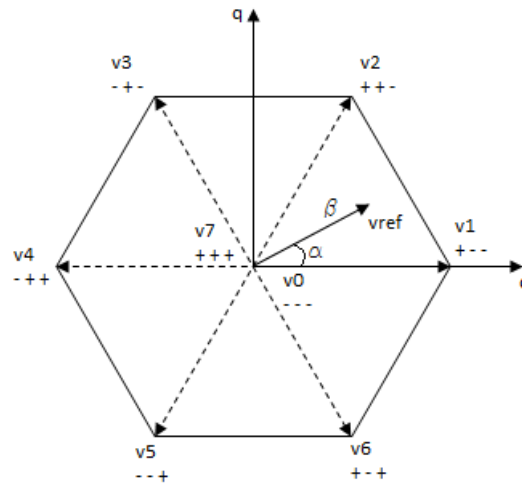


Figura 2.13 - Representação dos vectores espaciais no plano dq , referente a três fases.

A trajectória ideal de activação dos vectores é descrita por uma circunferência com velocidade angular uniforme, o que resulta apenas quando se trata de um motor trifásico alimentado por tensões sinusoidais. O objectivo de qualquer processo PWM é a aproximação a esta trajectória ideal dos vectores espaciais obtida através da comutação entre os oito estados [17].

É também possível adaptar esta técnica de modulação para sistemas que requeiram mais que três fases, visto que para um sistema com n fases existiriam um total de 2^n estados do sistema, logo 2^n vectores espaciais [10], o que pode vir a ser difícil de interpretar para valores elevados de n . Contudo, existe uma abordagem de decomposição de vectores espaciais que, pela teoria de componentes simétricos e pela sua extensão a sistemas multifásicos torna possível realizar uma representação de um espaço n -dimensional com múltiplos subespaços de coordenadas dq [18]. Esta abordagem torna a análise de sistemas multifásicos mais fácil pois as componentes harmónicas, fundamental e de baixa ordem, são demonstradas em planos diferentes [19].

Tomando como exemplo o sistema com cinco fases estudado em [10], existem trinta vectores espaciais activos e dois nulos. A representação destes vectores espaciais é ilustrada pela Figura 2.14.

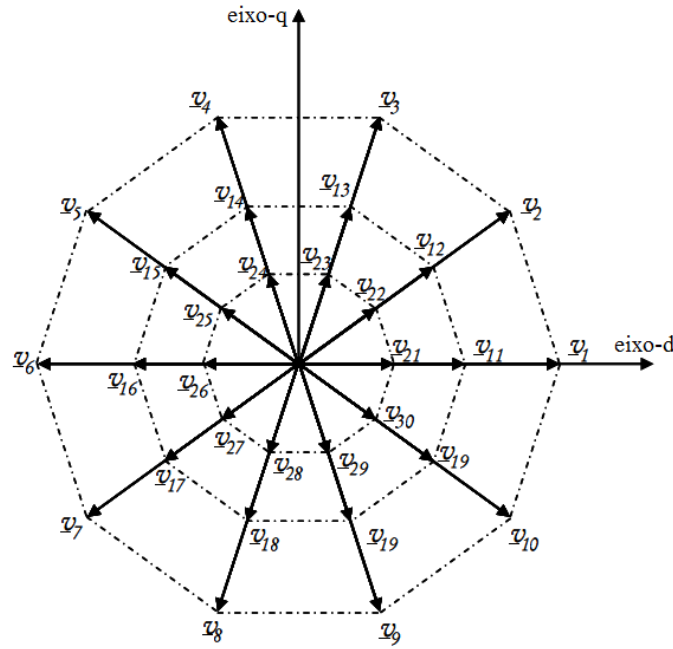


Figura 2.14 - Representação dos vectores espaciais no plano dq, referente a cinco fases.

2.4.1. Direct Torque Control

Apesar de nesta dissertação não se recorrer a este método de controlo de accionamentos polifásicos, hoje em dia, o controlo vectorial directo do binário tem ganho mais ênfase face aos métodos mais convencionais como a PWM através de onda portadora, pois o custo de implementação de algoritmos mais sofisticados torna-se mais viável comparando com o custo da electrónica de potência e do próprio accionamento polifásico [20].

Tradicionalmente, o controlo de motores de indução foi implementado através de técnicas de controlo vectorial, também conhecidas como técnicas de controlo por orientação de campo. Como mencionado anteriormente estas técnicas recaem na transformação das correntes estatóricas num referencial dq tipicamente alinhado com o fluxo do rotor.

Nestas referências as características de fluxo e binário desenvolvidos estão desacoplados, em que a tensão de saída é regulada através de um controlador Proporcional Integral para se obter um determinado valor de corrente estatórica e consequentemente um valor de binário desenvolvido [21].

A técnica de controlo directo do binário utiliza um modelo do motor de indução para prever a tensão necessária para gerar um binário [22]. Os valores instantâneos do fluxo no

estator e do binário desenvolvido podem ser estimados através de medições de tensão e corrente.

A partir daí, com o modelo do motor de indução, é possível obter uma previsão da tensão necessária para obter um fluxo e binário desenvolvidos desejados durante um certo período. Este valor de tensão está alojado numa tabela de endereçamento que por sua vez pode ser gerada através de um algoritmo de vectores espaciais [23].

A Figura 2.15 ilustra um sistema de controlo directo de binário.

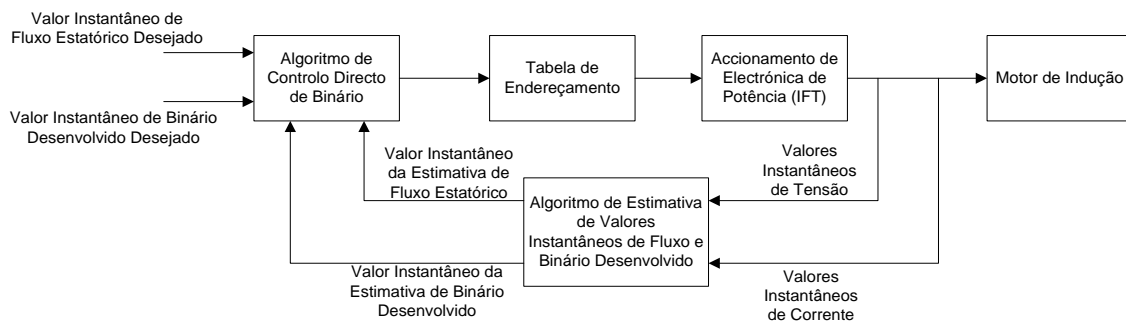


Figura 2.15 - Sistema de Controlo Directo de Binário

2.5. Conclusões

Neste capítulo foram abordadas as topologias de electrónica de potência e métodos de controlo de accionamentos mais recorrentes na indústria. Face ao IFC, as características do IFT são bastante mais apelativas quando se recorre a variações de frequência pois este permite um desempenho mais eficiente proporcionando ao sistema um valor menor de harmónicas de binário. Aliando esta característica ao seu menor custo esta seria a escolha correcta para o desenvolvimento do accionamento.

Após uma revisão no âmbito dos IFT e como estes se comportam entrou-se no campo do controlo de accionamentos. Aqui foram abordadas as três técnicas de controlo mais recorrentes na indústria e que através destas derivam outras proporcionando um controlo V/f ao sistema.

Ao analisar a SPWM esta revelou-se ser a técnica mais apropriada para o sistema, apesar de apresentar valores eficazes (*rms*) dos sinais gerados pelo IFT inferiores aos gerados

por outras técnicas, a utilização da frequência de sinais de referência e do índice de modulação variáveis torna o sistema flexível a vários tipos de motores eléctricos.

Quanto á SVPWM esta revelou-se uma forte ferramenta no controlo de accionamentos quando o número de pares de pólos não é excessivo apresentando bons valores eficazes dos sinais gerados pelo IFT. Caso contrário, devido ao crescimento exponencial do número de vectores com o número de fases a utilização desta técnica pode-se tornar algo complicado de aplicar ao sistema sob a pena de geração de harmónicas de corrente.

Relativamente á técnica DTC, este é o mais fiável dos algoritmos mencionados nesta dissertação, até porque é o único com recurso a um algoritmo de estimativa de valores instantâneos de fluxo e binário desenvolvidos, ou seja, com informação instantânea do estado do motor. Em contrapartida, este algoritmo de controlo requer informações para criar o modelo do motor a controlar ficando assim limitado a este.

3. Desenvolvimento

3.1. Introdução

Neste capítulo será descrito o processo evolutivo da implementação teórica do projecto apresentado nesta dissertação.

Serão abordadas as considerações exigidas “a priori” que elevam o funcionamento do accionamento para outro nível, métodos de controlo do que possibilitam a flexibilidade exigida por estas considerações e finalmente, será demonstrado o processo evolutivo na criação do modelo teórico do accionamento.

Para finalizar o capítulo serão feitas diferentes simulações e respectivas conclusões com incidência em várias topologias.

3.2. Considerações Iniciais

Na fase inicial do projecto, visto haver um propósito para aplicação do accionamento a ser concebido foram exigidas as seguintes características a este:

- Possibilidade de acoplamento a um motor eléctrico alimentado por vinte e quatro fases.
- Efectuar variação de frequência das tensões de alimentação de cada fase do motor.
- Providenciar um desfasamento constante entre tensões de alimentação, com a possibilidade de haver de variação deste desfasamento.
- Havendo a característica de variação de pólos do motor eléctrico, o accionamento teria de providenciar o controlo desta.
- Flexibilidade de variação dos valores eficazes de tensão e corrente.

Após uma revisão bibliografia incidindo no estado da arte do panorama actual de accionamentos para controlo de motores eléctricos, tendo em conta a particularidade do acoplamento a um motor de vinte e quatro fases, chegou-se a conclusão que a melhor solução

para a geração de sinais de tensão seria a utilização de um inversor de fonte de tensão para n fases em topologia ponte completa. Assim sendo, o IFT seria composto por vinte e quatro braços. Como mencionado no capítulo anterior, cada braço é composto por dois elementos de comutação de forma a providenciar uma gama de valores de tensão em torno de zero.

Para a geração de sinais de comando do IFT o interesse incidiu sobre duas técnicas de modulação por largura de impulsos:

- A técnica de modulação através de vectores espaciais.
- A técnica de modulação utilizando uma onda portadora.

Além destas técnicas também surgiu algum interesse no controlo do sistema pela técnica de controlo directo de binário apesar desta ir além dos objectivos desta dissertação, que por esta razão ficou excluída à partida.

Pela revisão bibliográfica feita, notou-se que o controlo de accionamentos pela técnica de modulação através de vectores espaciais está muito em voga nos dias de hoje. Esta abordagem possivelmente tornaria o sistema electrónico mais simples mas devido ao número elevado de estados, $S = 2^n$, tornou-se impraticável.

Sendo n , o número de fases que alimentam o motor e S o número de vectores espaciais (ou estados) do sistema, com $n = 24$,

$$S = 2^{24} = 16777216 \text{ estados}$$

Então, com esta técnica de modulação seriam necessários 16777216 estados para descrever todo o sistema. Mesmo através de uma decomposição do sistema de vectores espaciais através teoria de componentes simétricos diminuísse o número de vectores, ainda estaríamos presentes perante um número elevado que dificultasse a interpretação do sistema e posteriormente a criação de uma tabela de endereçamento de vectores.

Recorreu-se então à abordagem do sistema através da modulação de largura de impulsos utilizando uma onda portadora, tirando proveito da flexibilidade na variação de frequência e amplitude dos sinais de referência, que por sua vez vão descrever as tensões que alimentam cada fase do motor.

3.3. Modelo

Tendo a noção de qual a electrónica de potência a ser utilizada e respectiva técnica de comando procedeu-se à implementação do modelo com recurso à plataforma MATLAB/Simulink®. Esta plataforma permitiu implementar tanto a parte de comando como a parte de electrónica de potência através de blocos elementares e capacidade de programação de blocos necessários para distintas finalidades.

Nas secções seguintes será demonstrado como cada bloco foi implementado e qual a sua funcionalidade no modelo final.

3.3.1. Bloco “Desfasamento”

Este bloco tem como funcionalidade efectuar o desfasamento de cada tensão que alimenta o motor eléctrico de pólos variáveis.

Partindo do princípio que este desfasamento pode ser obtido através de:

$$\varphi_i = -i \cdot \frac{2\pi \cdot p}{N_c} \quad (\text{rad})$$

em que i é o índice de fase, p é o número de pólos e N_c é o número de fases que o alimentam. Também pode ser expresso por:

$$\varphi_i = -i \cdot \frac{360 \cdot p}{N_c} \quad (^\circ)$$

Desta equação resulta um desfasamento em graus, porém, não existe um bloco elementar que provoque um desfasamento em radianos, ou graus, no MATLAB/Simulink®.

Contudo, a utilização do bloco *Variable Time Delay* providencia um atraso no tempo a um sinal de entrada. Tomando como exemplo o sinal de uma função seno com frequência 50 Hz, torna-se possível alterar a equação anterior de forma a obter em vez de um desfasamento, um atraso no tempo.

Sabendo que a frequência de um sinal pode ser representada por:

$$f = \frac{1}{T} \quad (\text{Hz})$$

Com f representado a frequência do sinal sinusoidal, e T o período deste. Então o atraso no tempo de cada tensão referente a cada fase pode ser descrito através de:

$$\tau_i = -i \cdot \frac{T \cdot p}{N_c} \quad (s)$$

$$\tau_i = -i \cdot \frac{\frac{1}{f} \cdot p}{N_c} \quad (s)$$

Sabendo como se pode efectuar este atraso no tempo, é então possível implementa-lo em MATLAB/Simulink®. A Figura 3.1 mostra como esta implementação é feita através de blocos elementares e do bloco *Variable Time Delay*.

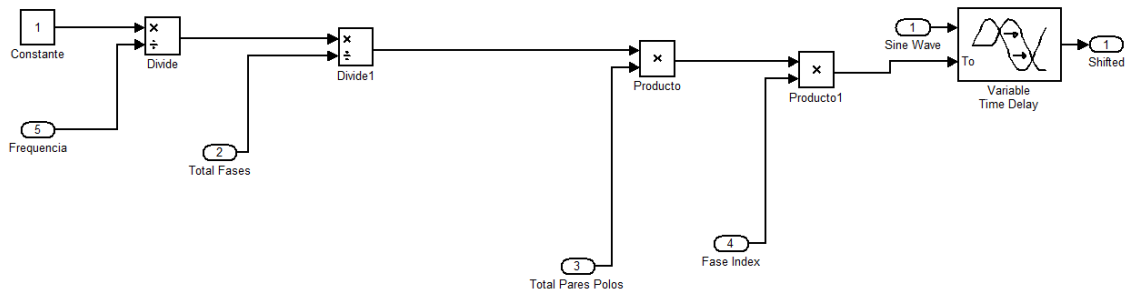


Figura 3.1 - Construção do bloco Desfasamento.

Esta implementação origina o bloco designado de *Desfasamento*, mostrado na Figura 3.2, que posteriormente será utilizado no modelo final, com a finalidade provocar um atraso na fase correspondente.



Figura 3.2 - Bloco Desfasamento.

3.3.2. Bloco “PWM”

Como o nome indica, este bloco é responsável pela geração dos sinais de comando provenientes de uma modulação por largura de impulsos que serão ligados aos elementos de comutação.

Como se pode ver pela Figura 3.3, neste bloco entram o sinal de referência, ou seja um sinal sinusoidal e o sinal da onda portadora, que no caso em estudo será um sinal triangular. Os valores instantâneos destes sinais são comparados e conforme a condição que se verifique a respectiva saída fica activa.

- Se o valor instantâneo do sinal de referencia for maior ou igual que o valor instantâneo da onda portadora a saída número “um” fica activa.
- Se o valor instantâneo do sinal de referência for menor que o valor instantâneo da onda portadora a saída número “dois” fica activa.

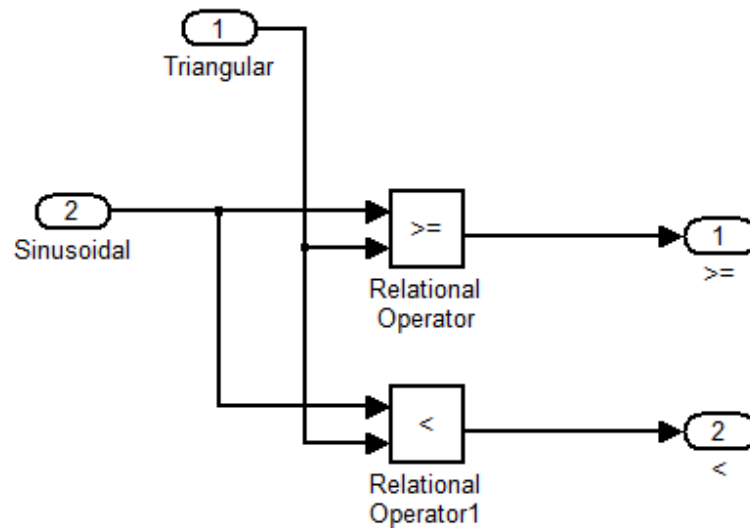


Figura 3.3 - Construção do bloco PWM.

As saídas de cada bloco deste tipo serão ligadas a um determinado braço do inversor de fonte de tensão mas a elementos de comutação diferentes, isto é, a saída “um” será ligada elemento de comutação superior e a saída “dois” será ligada ao elemento de comutação inferior do braço.

Para ser inserido no modelo final este bloco toma o aspecto mostrado na Figura 3.4, e adquire uma designação de *PWM*.

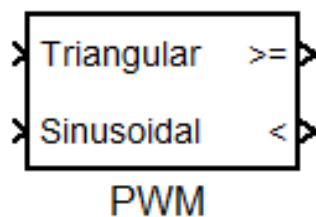


Figura 3.4 - Bloco PWM.

3.3.3. Bloco “Braço”

Este bloco tem como função modelar um braço do inversor de fonte de tensão. A plataforma MATLAB/Simulink® providencia o bloco elementar *IGBT/Diode* que emula o funcionamento de um transistor IGBT, GTO ou MOSFET. A Figura 3.5 mostra como este bloco é implementado.

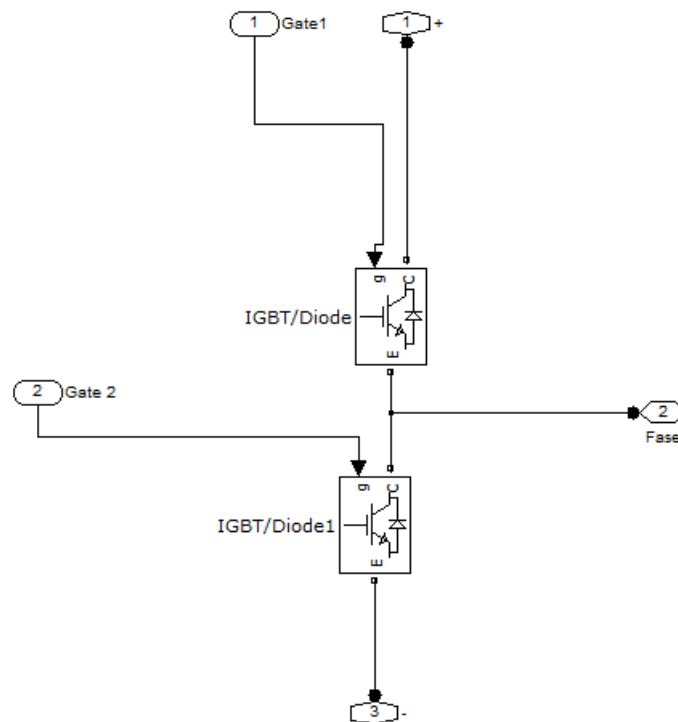


Figura 3.5 - Construção do bloco Braço.

As entradas de sinal Gate1 e Gate2 são referentes as bases dos transístores, e recebem os provenientes do bloco anterior *PWM*. As ligações 1 e 3 fornecem ao braço a conexão a uma fonte de tensão e finalmente a ligação 2 é conectada ao enrolamento estatórico do motor eléctrico. Pela Figura 3.6 pode-se verificar que a implementação de um braço do IFT toma a forma do bloco com designação *Braco* que será utilizado no modelo final.

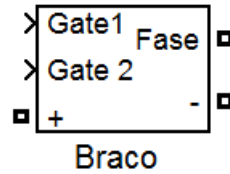


Figura 3.6 - Bloco Braço

3.3.4. Modelo Final

Após a criação de cada bloco necessário, foi então criado o modelo final. A Figura 3.7 mostra um resumo deste modelo, pois o completo tornar-se-ia complicado de interpretar nos parâmetros da formatação, contudo este é mostrado no anexo 7.1 exibindo os sensores de tensão e corrente, que permitem a visualização dos sinais correspondentes.

Além dos blocos criados, no modelo em MATLAB/Simulink® foram adicionadas uma resistência e bobina, em série, à saída de cada braço de forma a simular os enrolamentos estatóricos de cada fase com os seguintes valores:

$$R = 1 \, \Omega$$

$$L = 20 \cdot 10^{-3} \, H$$

Contrariamente à abordagem de uma topologia com condensadores após a fonte de tensão para a criação de um ponto neutro, como mencionado anteriormente na secção 2.2.1.1., estes não foram utilizados na simulação. A criação deste ponto foi então criada pela colocação de duas fontes de tensão em série criando então um ponto neutro entre estas como demonstrado em [16], este ponto neutro poderá ser útil para calcular determinados valores, contudo, o objectivo do IFT é gerar os sinais de tensão nos enrolamentos estatóricos referentes a cada fase, logo, este ponto não terá qualquer influência no seu funcionamento.

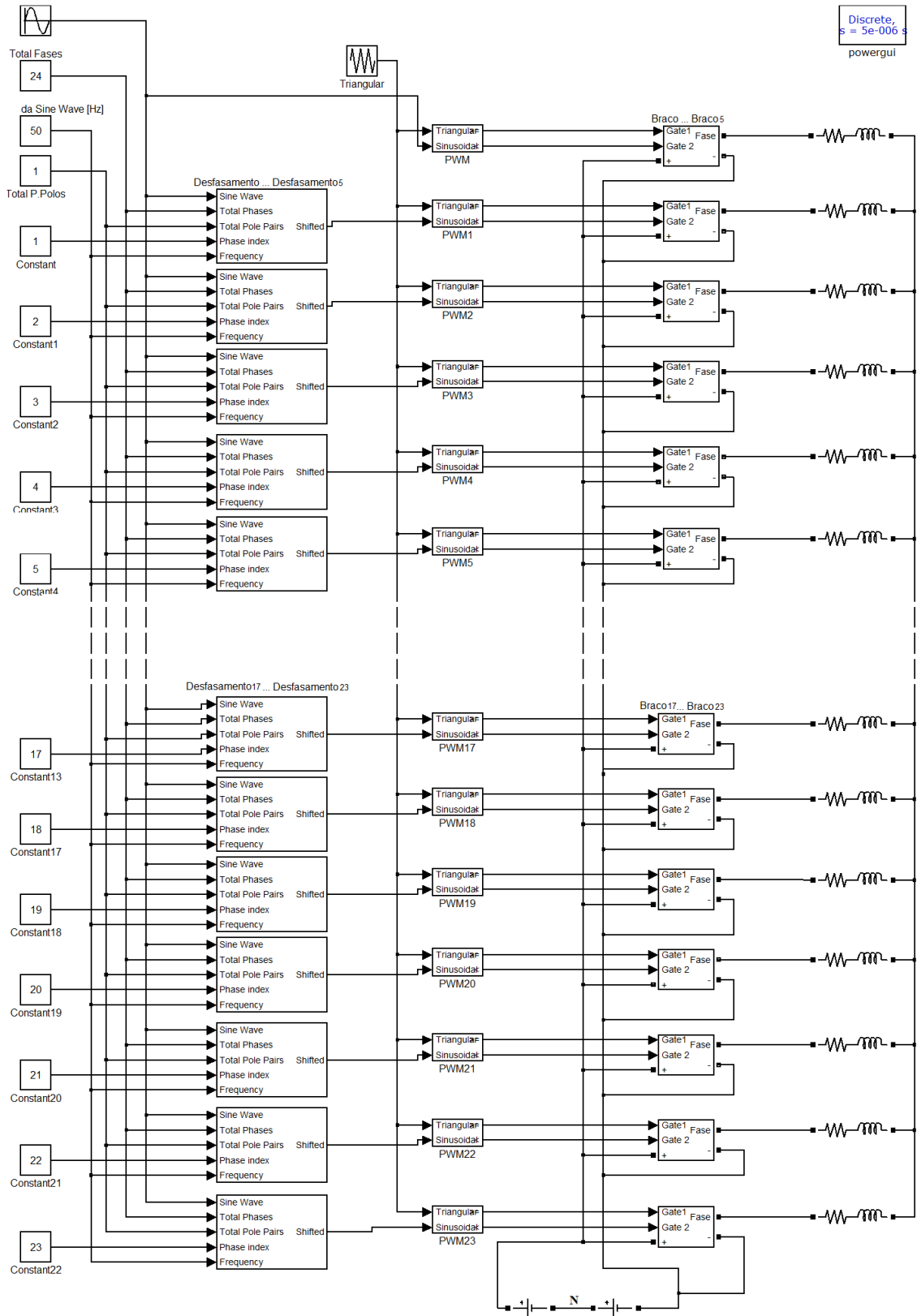


Figura 3.7 - Modelo Final

3.4. Resultados Obtidos

Nesta secção serão descritas diversas simulações, correspondendo à variação de distintos parâmetros do sistema de comando desenvolvido, note-se que ao longo das simulações efectuadas certos aspectos permanecem constantes.

O valor escolhido para as fontes de tensão contínua é 6 V, como no modelo estão a ser utilizadas duas fontes de tensão em série, espera-se obter um sinal de potência aos terminais de cada bobina com valores a oscilar entre -12 V e 12 V.

O sinal que se pretende obter reflecte o sinal resultante da modulação PWM gerado. Como o sinal de referência na modulação PWM é um sinal sinusoidal, então o sinal de potência aos terminais de cada bobina irá manter este aspecto, com a particularidade de ser descrito continuamente por vários impulsos de diferente largura através de vinte e quatro níveis de tensão.

Também a onda portadora, triangular, será constante ao longo da primeira fase da simulação. Esta é gerada através de um bloco elementar denominado *Repeating Sequence* e oscilará entre os valores de 1 e -1 com uma frequência de 1000 Hz.

As simulações apresentadas são referentes a diferentes valores de frequência dos sinais de referência, número de pares de pólos e índice de modulação com o objectivo de estudar a variação dos sinais de tensão aos terminais das bobinas.

A geração dos sinais de referência é levada a cabo pelo bloco elementar *Sine Wave*.

3.4.1. Simulação do Modelo Com Um Par de Pólos a 50 Hz

Começou-se a simulação do modelo do accionamento de forma a que este alimente um motor de pólos variáveis através de vinte e quatro fases.

As especificações escolhidas para esta simulação foram:

- Frequência dos sinais de referência igual a 50 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 1.
- Índice de modulação igual a 1.

Para esta simulação o valor do desfasamento entre um sinal de referencia em relação ao anterior, logo, entre dois sinais de tensão pode ser obtido através de:

$$\varphi = \frac{360 \cdot p}{N_c} \quad (^\circ)$$

em que p é o número de pólos e N_c é o número de fases que o alimentam.

Então o desfasamento de cada sinal em relação ao anterior nesta simulação toma o valor de:

$$\varphi = \frac{360 \cdot 1}{24} = 15^\circ$$

Contudo, como foi mencionado anteriormente, a plataforma MATLAB/Simulink® não permite efectuar um desfasamento directo no sinal. Foi utilizado então o bloco *Desfasamento* cuja implementação foi descrita anteriormente para se provocar um atraso no tempo, equivalente a esse desfasamento calculado. Assim sendo, através de:

$$\tau = \frac{\frac{1}{f} \cdot p}{N_c} \quad (s)$$

Sendo f a frequência do sinal de referência, p o número de pólos e N_c o número de fases que o alimentam.

Desta forma, o atraso no tempo de cada sinal em relação ao sinal anterior toma o valor de:

$$\tau = \frac{\frac{1}{50} \cdot 1}{24} = 0,000833 \text{ s}$$

Em detalhe, multiplicando-se o valor do desfasamento de cada sinal em relação ao anterior pelo índice de fase, é possível obter o desfasamento dessa fase em relação à origem. O mesmo raciocínio pode ser aplicado ao atraso no tempo. Estes valores são mostrados na Tabela 3.1.

Índice de fase, i	φ_i ($^\circ$)	τ_i (s)
0	0	0
1	15	0,000833
2	30	0,001666
3	45	0,002499
4	60	0,003332
5	75	0,004165
6	90	0,004998
7	105	0,005831
8	120	0,006664
9	135	0,007497
10	150	0,00833
11	165	0,009163
12	180	0,009996
13	195	0,010829
14	210	0,011662
15	225	0,012495
16	240	0,013328
17	255	0,014161
18	270	0,014994
19	285	0,015827
20	300	0,01666
21	315	0,017493
22	330	0,018326
23	345	0,019159

Tabela 3.1 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:

$$f_m = 50 \text{ Hz} ; p = 1 ; m_a = 1.$$

Com esta configuração obtém-se vinte e quatro fases diferentes a alimentar o motor, note-se que só após os valores de tempo superiores a 0,019159 s, correspondente ao atraso de tempo da última fase, se entra no regime estacionário. Isto é devido ao facto das tensões simples

de cada fase dependerem das tensões compostas entre fases, como tal, é necessário esperar que o ultimo sinal seja gerado de forma a que os restantes tomem valores correctos. Já no modelo real este tempo é desprezado, pois os sinais são gerados quase instantaneamente com um tempo entre eles na ordem dos nanosegundos já com o desfasamento correspondente.

A Figura 3.8 mostra em pormenor os sinais de tensão e corrente na fase 0 em função do tempo, contudo, abstraindo o atraso inicial de cada fase, este também é valido para as restantes.

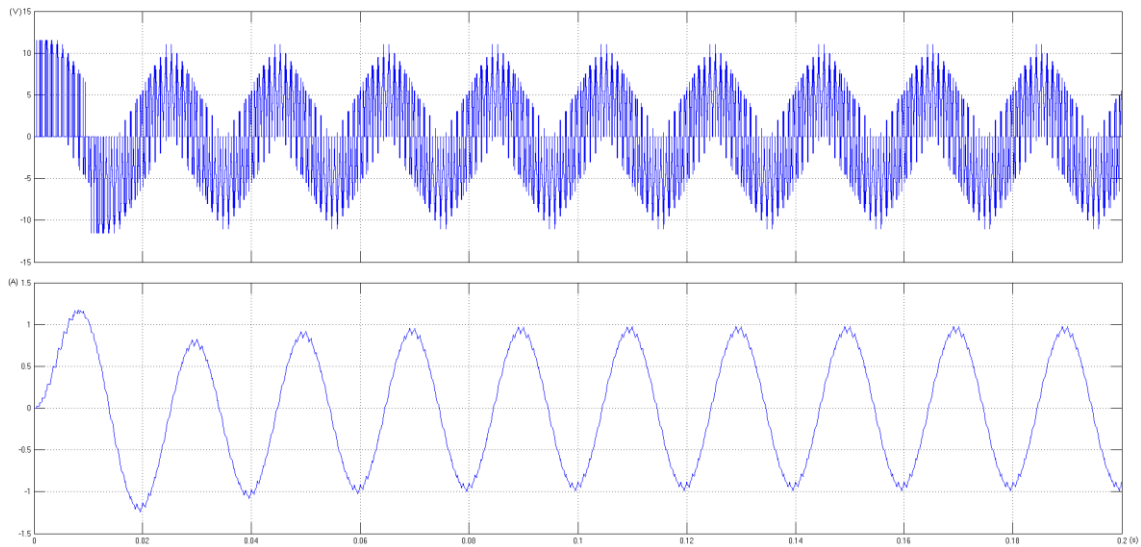


Figura 3.8 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$.

Pela interpretação desta figura em ambiente de simulação é possível visualizar que só após a geração da última fase, ou seja após 0,019159 s, os sinais apresentam a sua forma regular. Olhando ao pormenor o tempo equivalente a um período do sinal de tensão, como mostra a Figura 3.9, é possível observar que este sinal é composto por impulsos de diferentes larguras provenientes da modulação anterior. Os vinte e quatro níveis de valores de tensão observados, são derivados de haver vinte e quatro fases ligadas a um neutro comum, o que provoca uma dependência no valor instantâneo de tensão simples de valores instantâneos de tensões compostas.

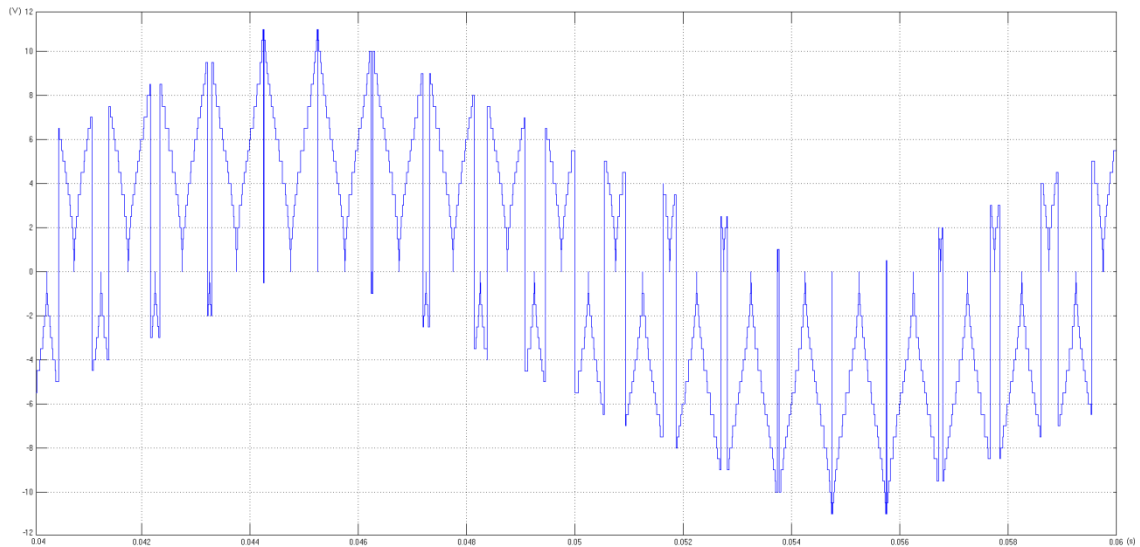


Figura 3.9 – Pormenor do sinal de Tensão na fase 0 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$.

Voltando à Figura 3.8, é possível observar um *ripple* no gráfico da corrente em função do tempo. Isto é devido ao andamento da tensão ser descrito por impulsos, e nas zonas de valores máximo e mínimo a elevada oscilação de valores em torno do valor médio de tensão provoca este efeito no valor de corrente correspondente. Algo para contrariar este efeito seria um aumento da frequência da onda portadora, como será mostrado numa simulação mais a frente neste capítulo.

A Figura 3.10 mostra o andamento da tensão composta entre a Fase 0 e Fase 1, note-se que este padrão é semelhante para as restantes tensões compostas. É necessário haver uma noção do comportamento das tensões compostas, já que estas influenciam directamente o valor das tensões simples.

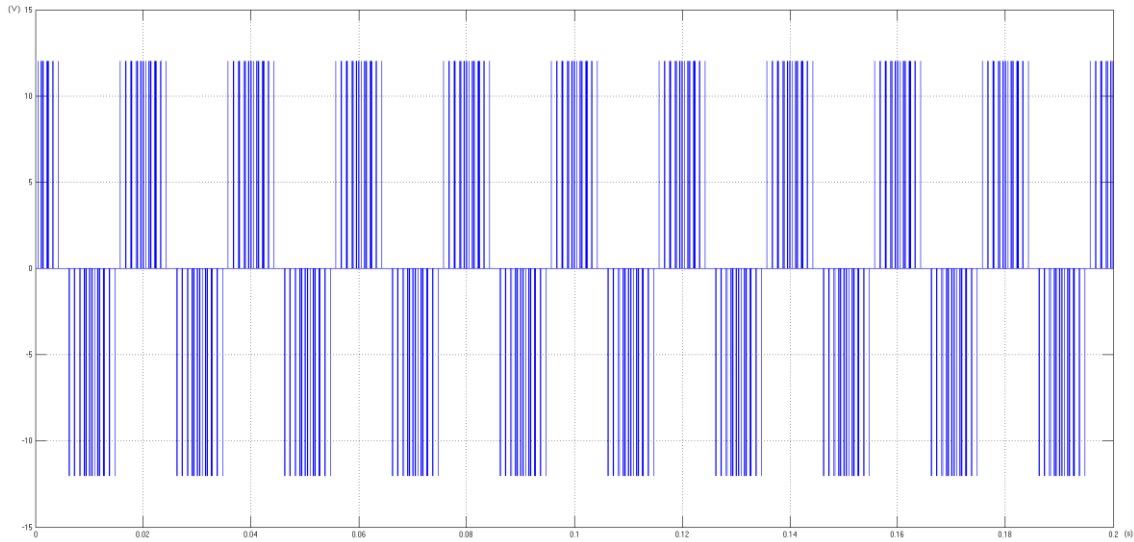


Figura 3.10 – Pormenor do sinal da Tensão composta entre a fase 0 e fase 1 na configuração:

$$f_m = 50 \text{ Hz} ; p = 1 ; m_a = 1.$$

A plataforma MATLAB/Simulink[®] também permite o cálculo dos valores eficazes e *THD* de tensão e corrente. Note-se que estes valores são calculados para valores de tempo em que o sinal se encontra no seu estado regular, logo os atrasos iniciais em cada fase não irão alterar estes cálculos.

Note-se que os valores de corrente, tanto o valor eficaz com o valor *TDH*, são dependentes da carga a que o conversor se encontra acoplado. Como durante as simulações os valores da resistência e bobina permanecem inalteráveis, o estudo dos valores das características da corrente vêm ao encontro de aspectos mencionados anteriormente.

Os valores obtidos para este nestas condições foram:

$$U_{rms} = 5,38 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 0,66 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,3 \%$$

$$THD_I = 2,6\%$$

3.4.2. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 50 Hz

Como segunda simulação decidiu-se manter a frequência dos sinais de referência, variando-se apenas o número de pares de pólos, ficando-se com a seguinte configuração:

- Frequência dos sinais de referência igual a 50 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 2.
- Índice de modulação igual a 1.

Visto a frequência dos sinais de referência, e o índice de modulação se manterem constantes, o sinal resultante esperado para cada fase, terá apresentar uma forma de onda semelhante ao anterior, contudo, como se efectuou uma variação no número de pares de pólos este apresentará um desfasamento, logo um atraso, entre fases diferente do anterior.

O valor esperado para o desfasamento de uma fase em relação à anterior é de:

$$\varphi = \frac{360 \cdot 2}{24} = 30^\circ$$

E o valor do atraso no tempo de cada fase em relação à anterior toma do valor de:

$$\tau = \frac{\frac{1}{50} \cdot 2}{24} = 0,001667 \text{ s}$$

A Tabela 3.2 mostra os respectivos valores de atraso no tempo e desfasamento para cada fase.

Índice de fase, i	$\varphi_i (^{\circ})$	$\tau_i (s)$
0	0	0
1	30	0,001667
2	60	0,003334
3	90	0,005001
4	120	0,006668
5	150	0,008335
6	180	0,010002
7	210	0,011669
8	240	0,013336
9	270	0,015003
10	300	0,01667
11	330	0,018337
12	0	0,020004
13	30	0,021671
14	60	0,023338
15	90	0,025005
16	120	0,026672
17	150	0,028339
18	180	0,030006
19	210	0,031673
20	240	0,03334
21	270	0,035007
22	300	0,036674
23	330	0,038341

Tabela 3.2 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:

$$f_m = 50 \text{ Hz} ; p = 2 ; m_a = 1.$$

Pela interpretação desta tabela é possível concluir que certos sinais têm o mesmo desfasamento em relação à origem, como por exemplo o sinal da fase 2 e o sinal da fase 14, proporcionando assim ao sistema doze fases diferentes.

É nestes tipos de configuração que o bloco *Desfasamento* desempenha o papel importante de provocar um atraso no tempo do sinal de forma a que este tenha uma característica igual ao desfasamento equivalente. A Figura 3.11 e Figura 3.12 mostram os sinais

de tensão para esta configuração, note-se que para além do desfasamento inicial os sinais gerados reflectem os tópicos anteriores.

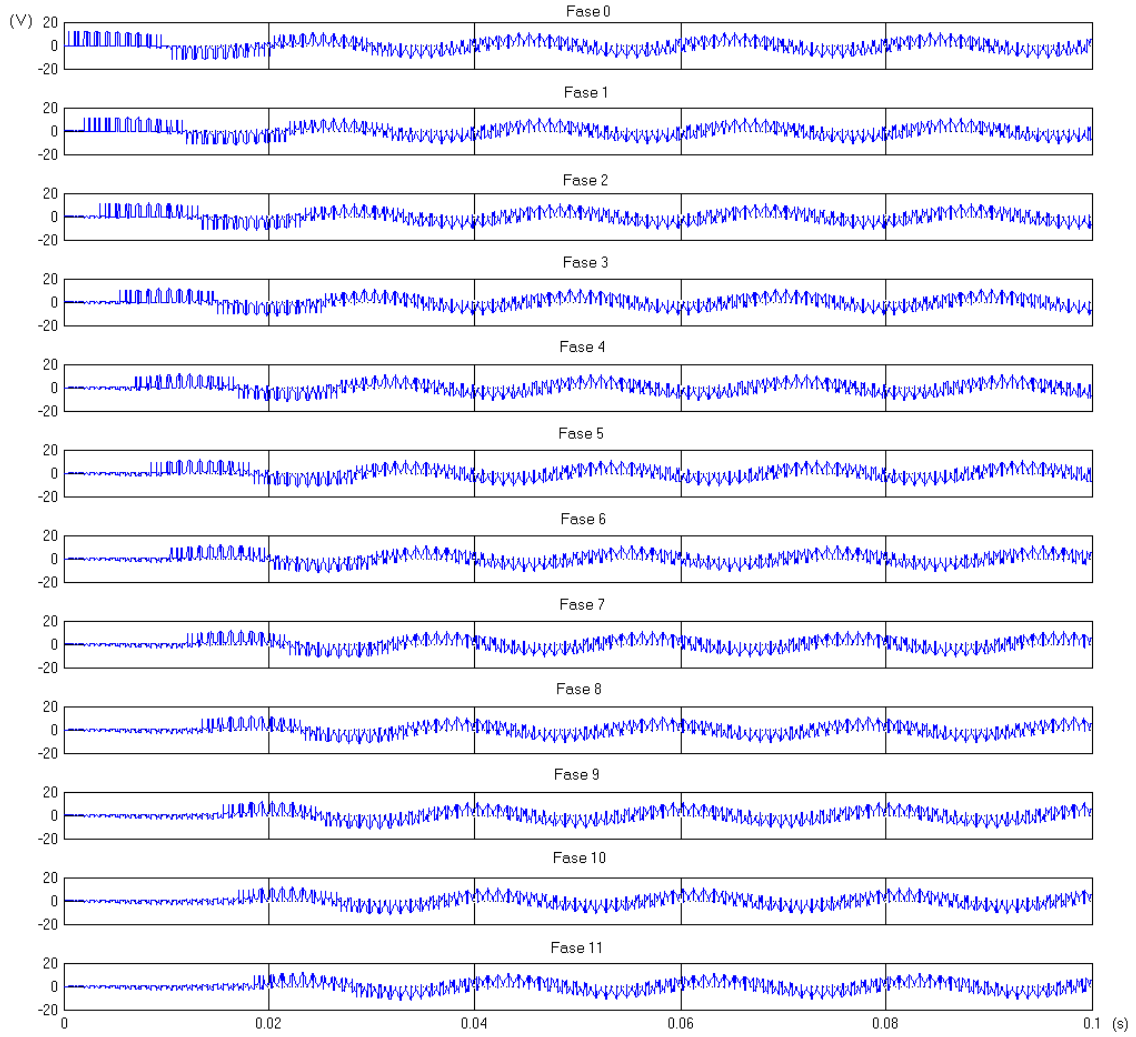


Figura 3.11 - Sinais de Tensão da fase 0 à fase 11 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$.

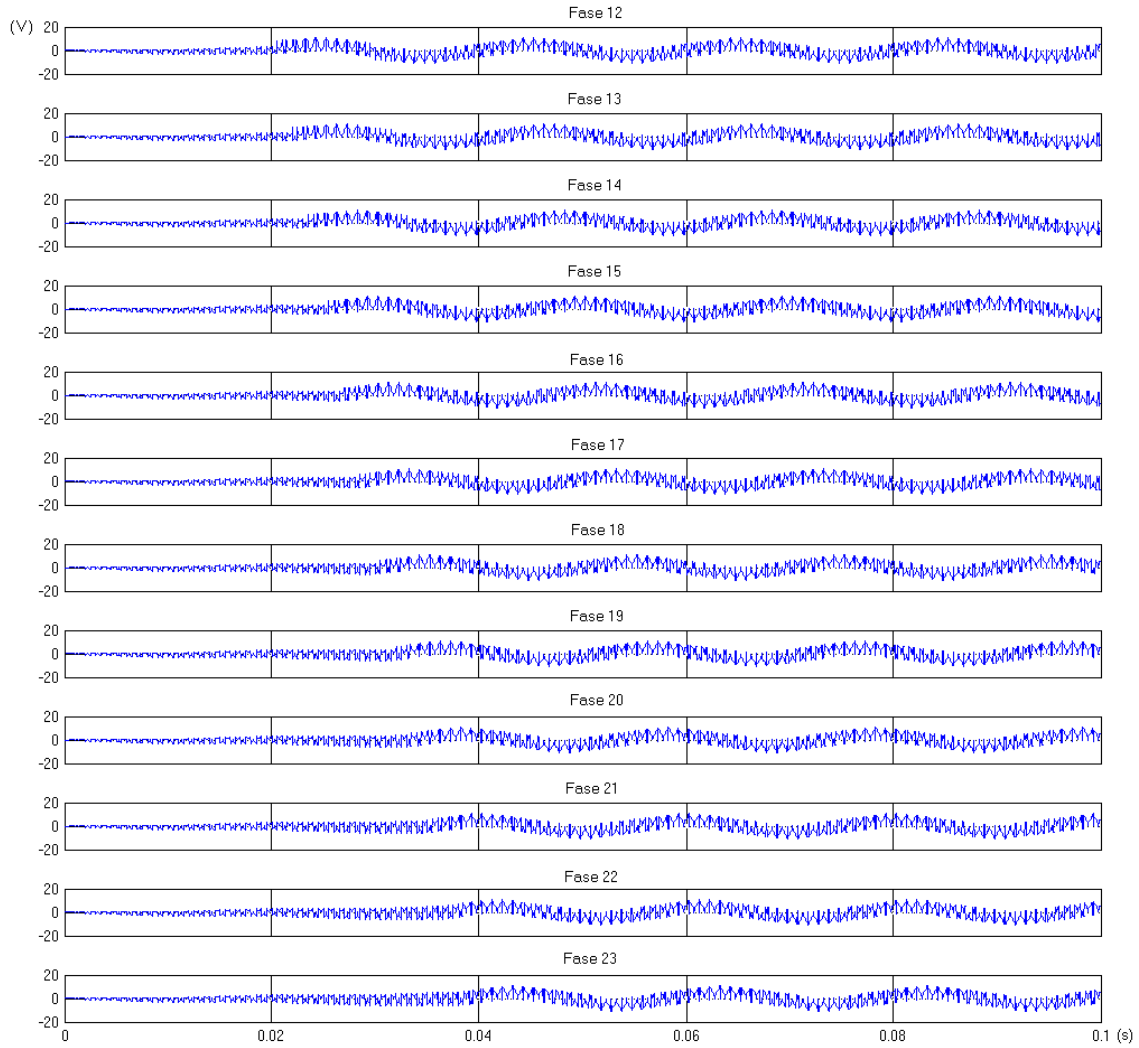


Figura 3.12 – Sinais de Tensão da fase 12 à fase 23 para a configuração: $f_m = 50 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$.

Nesta simulação, os valores obtidos para cada fase foram os seguintes:

$$U_{rms} = 5,39 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 0,66 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,3 \%$$

$$THD_I = 2,6\%$$

É aceitável que estas características apresentem os mesmos valores que na simulação anterior, isto porque nesta simulação só se provocou um atraso no tempo equivalente ao desfasamento variando o número de pares de pólos que em nada interfere nestas.

3.4.3. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz

Para a terceira simulação do modelo optou-se por manter o número de pares de pólos e o índice de modulação, efectuando-se apenas uma variação na frequência, ficando-se assim com uma configuração do tipo:

- Frequência dos sinais de referência igual a 20 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 2.
- Índice de modulação igual a 1.

Com uma alteração da frequência algo brusca dos sinais de referência espera-se ser possível verificar uma alteração na largura de impulsos e na recorrência do padrão como estes são apresentados em relação à simulação anterior.

Como o número de pares de pólos se mantém em relação à simulação anterior, o desfasamento entre sinais também se mantém, contudo, devido à variação da frequência é necessário aferir o novo atraso no tempo, entre fases, que equivale a este desfasamento nesta frequência.

Então o tempo entre fases é obtido por:

$$\tau = \frac{\frac{1}{20} \cdot 2}{24} = 0,004167 \text{ s}$$

É possível construir a seguinte Tabela 3.3 descrevendo os valores individuais de desfasamento e equivalente atraso no tempo para cada sinal.

Índice de fase, i	$\varphi_i (^{\circ})$	$\tau_i (s)$
0	0	0
1	30	0,004167
2	60	0,008334
3	90	0,012501
4	120	0,016668
5	150	0,020835
6	180	0,025002
7	210	0,029169
8	240	0,033336
9	270	0,037503
10	300	0,04167
11	330	0,045837
12	0	0,050004
13	30	0,054171
14	60	0,058338
15	90	0,062505
16	120	0,066672
17	150	0,070839
18	180	0,075006
19	210	0,079173
20	240	0,08334
21	270	0,087507
22	300	0,091674
23	330	0,095841

Tabela 3.3 - Desfasamento e tempos de atraso equivalentes para a configuração:

$$f_m = 20 \text{ Hz} ; p = 2 ; m_a = 1.$$

A Figura 3.13 mostra o andamento dos sinais de tensão e corrente na fase 0, como mostra a tabela anterior o sinal só é alvo de estudo após o tempo de atraso da geração da fase 23, ou seja, 0,095841.

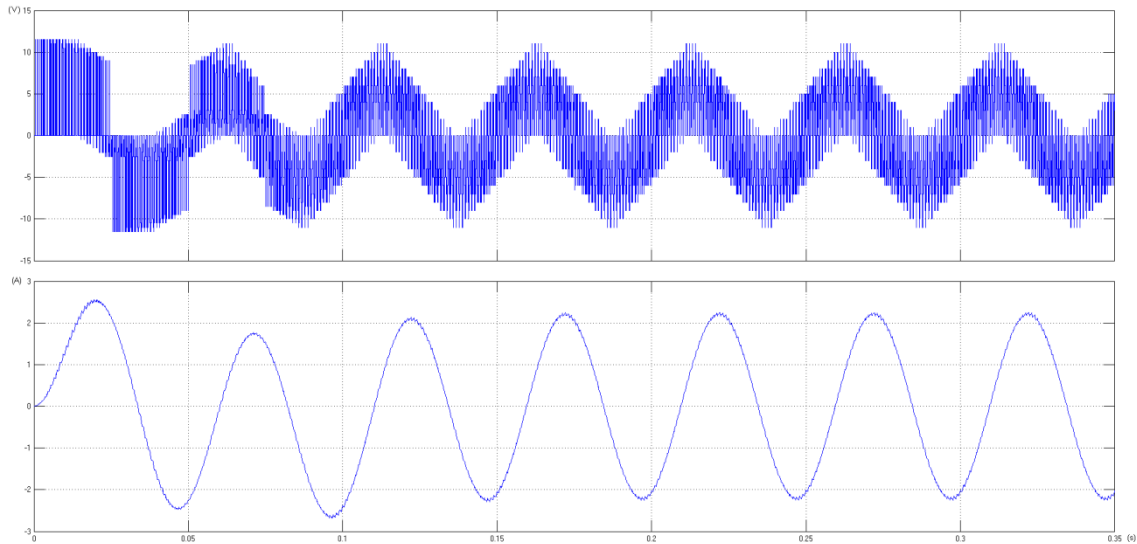


Figura 3.13 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1$.

Note-se que a Figura 3.13 tem uma escala de tempo diferente das anteriores, como se comprova pela Tabela 3.3 as últimas fases apresentam um elevado tempo de atraso nesta configuração, como tal, um avanço na escala de tempo torna a figura mais compreensível. Também interpretando esta tabela observa-se que valores de desfasamento de cada fase em relação á origem mantém-se em relação à simulação anterior, isto porque não houve variação do número de pares de pólos. Assim os tópicos mencionados em 3.4.2 mantém-se.

Quanto aos valores que se obtém pelo estudo de cada fase, estes são os seguintes:

$$U_{rms} = 5,39 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 1,567 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,3 \%$$

$$THD_I = 1,1 \%$$

3.4.4. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz com Índice de Modulação a 0,7

Para a quarta simulação decidiu-se manter as configurações anteriores, efectuando-se apenas uma variação no índice de modulação com o intuito de concentrar a atenção nesta particularidade e como influencia o sinal.

Até ao momento o índice de modulação tinha um valor unitário providenciando uma modulação no limite da zona linear, contudo, a variação do índice de modulação providencia ao sistema um elevado nível de flexibilidade alterando directamente o valor eficaz do sinal em cada fase.

Fica-se então com as seguintes características para esta simulação:

- Frequência dos sinais de referência igual a 20 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 2.
- Índice de modulação igual a 0.7.

Note-se que o padrão dos sinais esperados mantém-se em relação ao anterior, visto que a frequência dos sinais de referência e número de pares de pólos mantiveram-se, apenas é esperado um aumento no número de impulsos e como tal uma ligeira diminuição na largura destes, derivados de um índice de modulação inferior a 1.

A Figura 3.14 e descreve o comportamento dos sinais de tensão e corrente correspondente à fase 0.

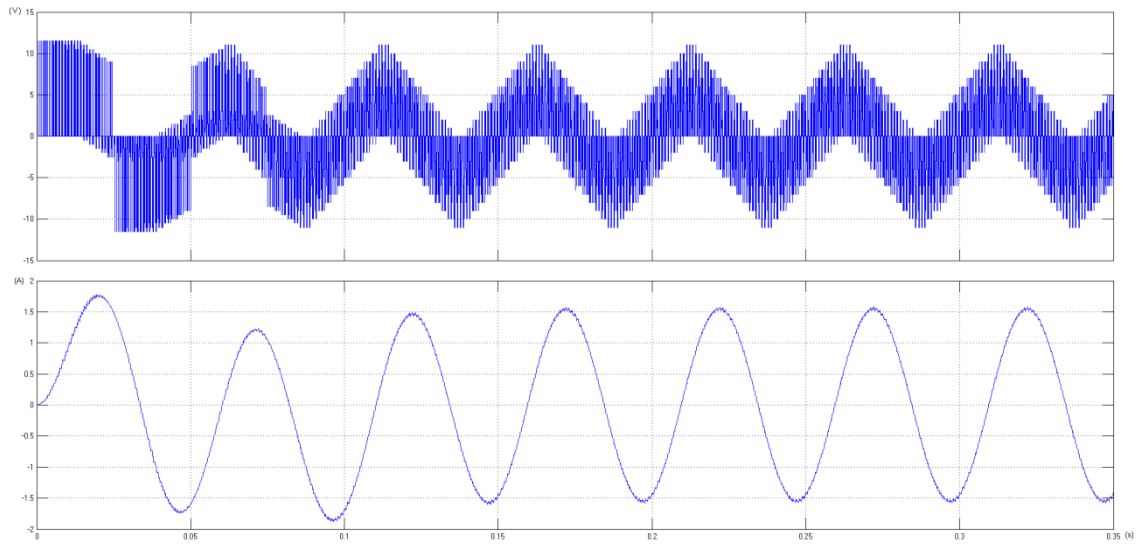


Figura 3.14 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 0,7$.

Apenas pela interpretação directa da figura, torna-se difícil concluir sobre o aumento do número de impulsos e largura destes, mas sabe-se esta alteração provoca uma THD , a nível da tensão mais elevada. Também o aumento do número de impulsos contribui para a diminuição de valores eficazes, a nível da tensão e corrente.

Os valores obtidos foram os seguintes:

$$U_{rms} = 4,05 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 1,095 \text{ A}$$

$$THD_U = 114,4 \%$$

$$THD_I = 1,1 \%$$

3.4.5. Simulação do Modelo Com Dois Pares de Pólos a 20 Hz com Índice de Modulação a 1,3

Ainda no âmbito do estudo da influência do índice de modulação sobre o sinal decidiu-se fazer uma quinta simulação, alterando apenas este parâmetro.

Comparativamente ao anterior, as especificações do número de pares de pólos e frequência do sinal de referencia são as mesmas, mas, agora o índice de modulação toma um valor na zona de sobremodulação. Fica-se então com:

- Frequência dos sinais de referencia igual a 20 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 2.
- Índice de modulação igual a 1,3.

Como mencionado anteriormente, a utilização do índice de modulação na zona de sobremodulação pode não ser benéfica para o controlo de um accionamento, gerando um fraco desempenho devido à diminuição do número de impulsos é possível geração de harmónicas de corrente.

Espera-se então que os sinais em cada fase apresentem um menor número de impulsos e uma largura ligeiramente maior comparativamente às simulações anteriores. A Figura 3.15 mostra estes sinais para a fase 0.

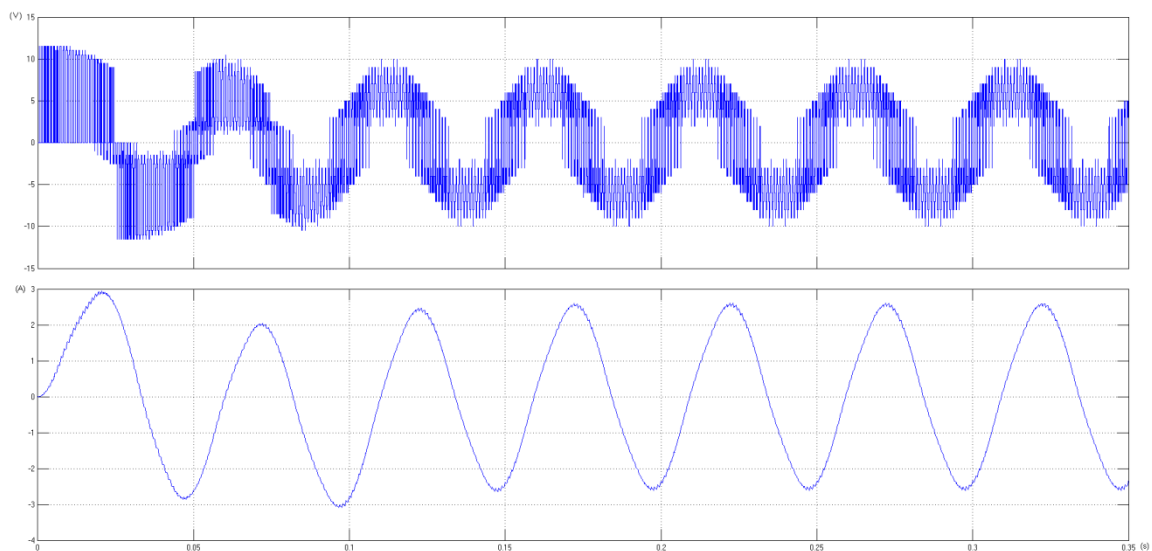


Figura 3.15 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 20 \text{ Hz}$; $p = 2$; $m_a = 1,3$.

Pela interpretação da figura é possível concluir que o sinal sofreu uma forte diminuição no número de impulsos e um incremento na largura destes originando os seguintes valores em estudo:

$$U_{rms} = 5,7 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 1,77 \text{ A}$$

$$THD_U = 64 \%$$

$$THD_I = 3,7 \%$$

Comparativamente às simulações anteriores, a característica da tensão apresenta uma menor *THD* e um maior valor eficaz, quanto à característica da corrente esta apresenta uma maior *THD* e maior valor eficaz, como foi esperado devido à alteração do número e largura de impulsos.

3.5. Simulação do Modelo com Variação da Frequência da Onda Portadora

Ao longo das simulações, á medida que se foi alterando a frequência dos sinais de referência notou-se que esta afectava directamente o sinal de corrente, gerando um *ripple* quando este atingia um máximo ou mínimo, e claro, o valor da *THD* de caso para caso.

Não existe um valor óptimo para a frequência normalizada da onda portadora, m_f , pois esta varia de caso para caso, então o objectivo desta é explorar esta característica e qual a sua influência para o accionamento em desenvolvimento.

Na simulação anterior, em que se utilizou:

$$f_c = 1000 \text{ Hz}$$

$$f_m = 20 \text{ Hz}$$

$$m_a = 1$$

Obteve-se para o valor da frequência normalizada da onda portadora o valor de:

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} = \frac{1000}{20} = 50$$

Com as características dos sinais de tensão e corrente:

$$U_{rms} = 5,39 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 1,567 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,32 \%$$

$$THD_I = 1,1 \%$$

Pode-se observar na Figura 3.13 que esta onda apresenta um *ripple* reduzido, então, para efeitos de estudo considere-se um valor da frequência normalizada da onda portadora igual a 50.

O sistema de comando em desenvolvimento terá a capacidade de gerar os sinais de referência à frequência de 60 Hz, então será nesta gama que serão feitos as simulações para o estudo desta característica.

Para uma configuração com as seguintes características:

- Frequência dos sinais de referência igual a 60 Hz.
- Frequência da onda portadora 1000 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 1.
- Índice de modulação igual a 1.

Obtiveram-se os seguintes resultados:

$$U_{rms} = 5,39 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 0,56 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,3 \%$$

$$THD_I = 3,1 \%$$

Os sinais de tensão e corrente numa fase podem ser visualizados na Figura 3.16.

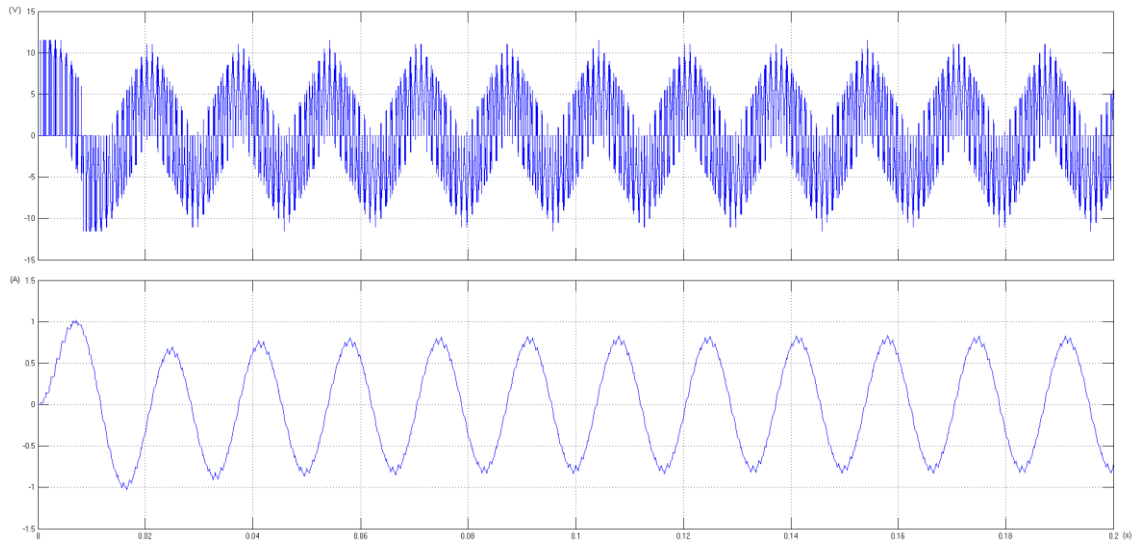


Figura 3.16 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 60 \text{ Hz}$; $f_c = 1000 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$;

Relembrado o valor ótimo da frequência normalizada da onda portadora escolhido para efeitos de estudo, $m_f = 50$, procedeu-se ao calculo da frequência da onda portadora para um sinal de referência com a frequência anterior , esperando-se assim melhores resultados.

$$m_f = 50 = \frac{f_c}{f_m} = \frac{x}{60}$$

$$x = f_c = 3000 \text{ Hz}$$

Procedeu-se à simulação do modelo com as características:

- Frequência dos sinais de referencia igual a 60 Hz.
- Frequência da onda portadora 3000 Hz.
- Número de pares de pólos igual a 1.
- Índice de modulação igual a 1.

Obtendo os seguintes resultados:

$$U_{rms} = 5,39 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 0,56 \text{ A}$$

$$THD_U = 78,3 \%$$

$$THD_I = 1,1 \%$$

Com o andamento dos sinais da tensão e corrente em relação ao tempo mostrados na Figura 3.17.

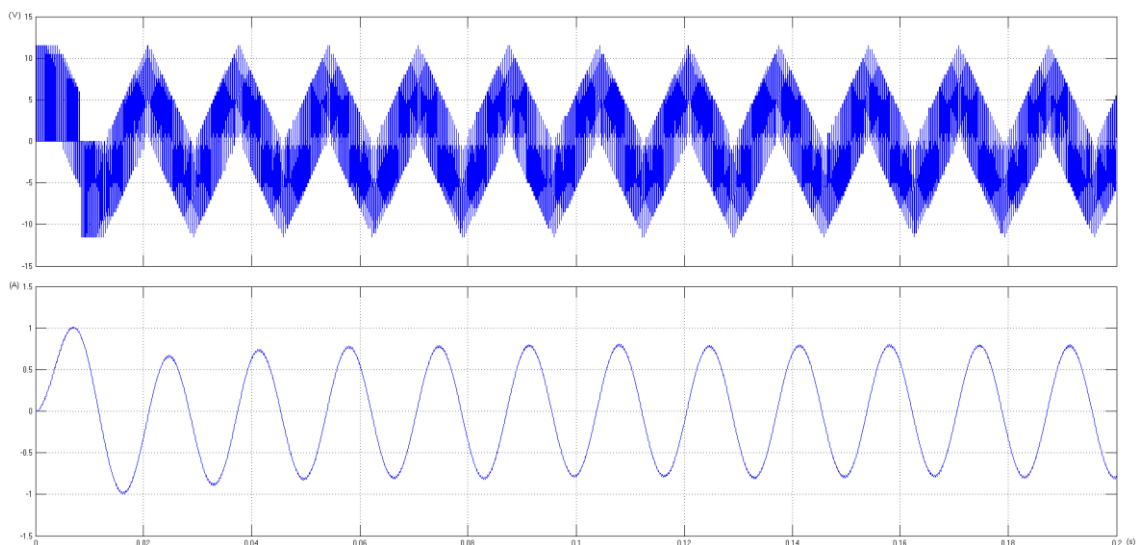


Figura 3.17 - Sinais de Tensão e Corrente na fase 0 para a configuração: $f_m = 60 \text{ Hz}$; $f_c = 3000 \text{ Hz}$; $p = 1$; $m_a = 1$;

De uma simulação para a outra, onde nota-se que o sinal de tensão é composto por um número maior de impulsos com uma largura menor. Quanto ao sinal de corrente este apresenta-se mais regular e deixou de apresentar o *ripple* para os valores máximos e mínimos.

Quanto aos valores medidos, só se notou alteração no valor THD da corrente como esperado.

3.6. Simulações do Modelo através do Varrimento do Índice de Modulação

De forma a visualizar a influência do índice de modulação no sistema foram efectuadas simulações através do varrimento deste com as seguintes características:

- Frequência do Sinal de Referência = 20 Hz
- Frequência da Triangular = 1000 Hz
- Valores de Carga = 20 mH ; 60 mH

As Figura 3.18 e Figura 3.19 mostram a THD_U para os dois valores de carga mencionados.

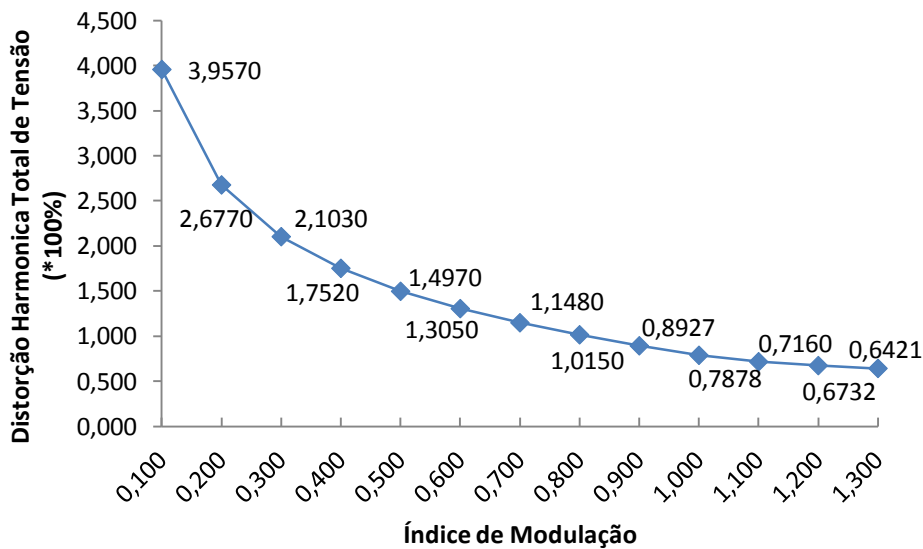


Figura 3.18 - THD_U para vários valores de m_a com uma carga de 20 mH

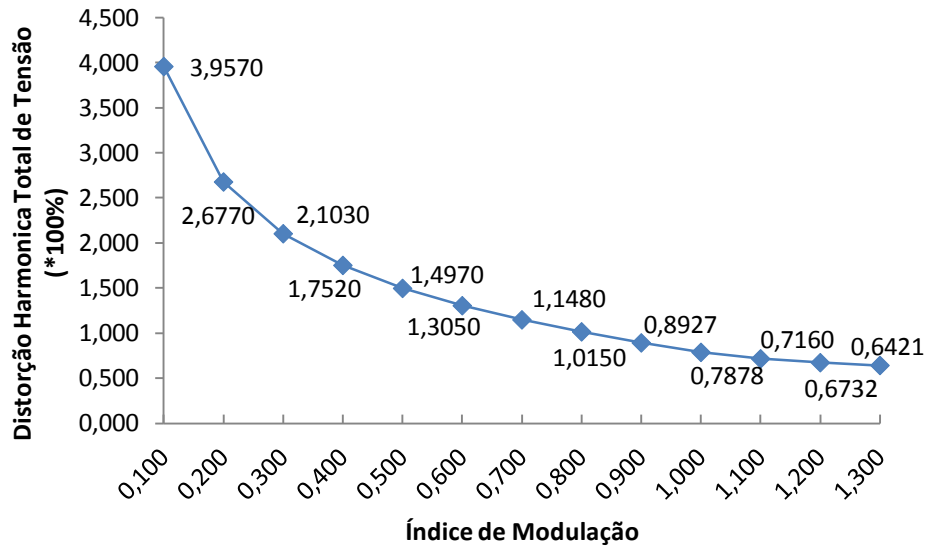


Figura 3.19 - THD_U para vários valores de m_a com uma carga de 60 mH

Pode-se observar que a variação de carga não influencia a THD_U face a uma variação de carga. As Figura 3.20 e Figura 3.21 mostram a THD_I para os dois valores de carga mencionados.

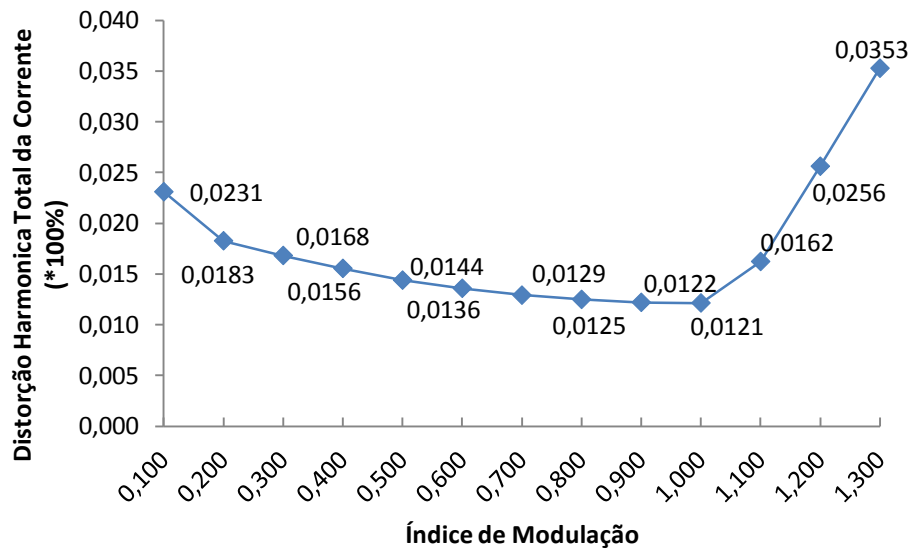


Figura 3.20 – THD_I para vários valores de m_a com uma carga de 20 mH

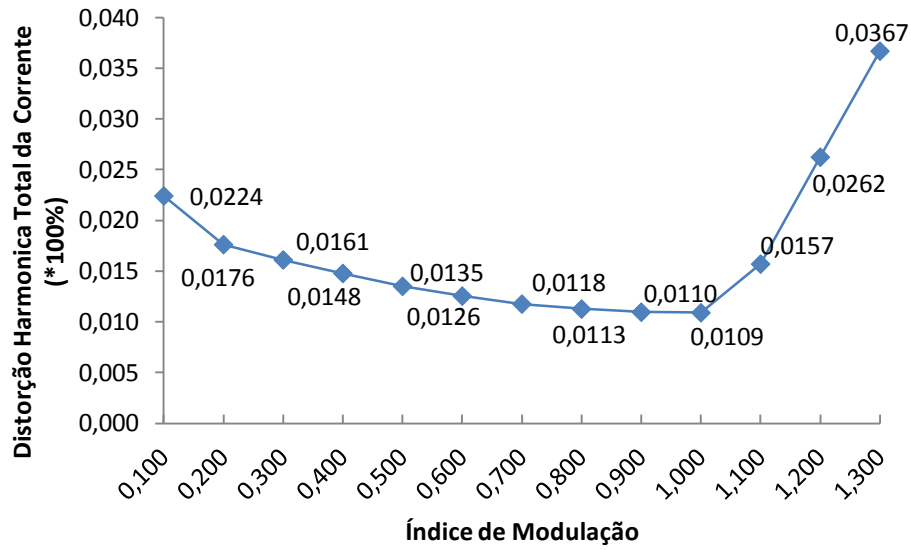


Figura 3.21 - THD_I para vários valores de m_a com uma carga de 60 mH

Com a variação de carga, o valor de THD_I sofre uma ligeira alteração ao longo de vários índices de modulação.

Ainda através do varrimento do índice de modulação foram obtidos os gráficos referidos nas Figura 3.22 e Figura 3.23 que mostram os valores eficazes de tensão e corrente ao longo deste, com as seguintes características do modelo:

- Frequência do Sinal de Referência = 20 Hz
- Frequência da Triangular = 1000 Hz
- Valor de Carga = 20 mH

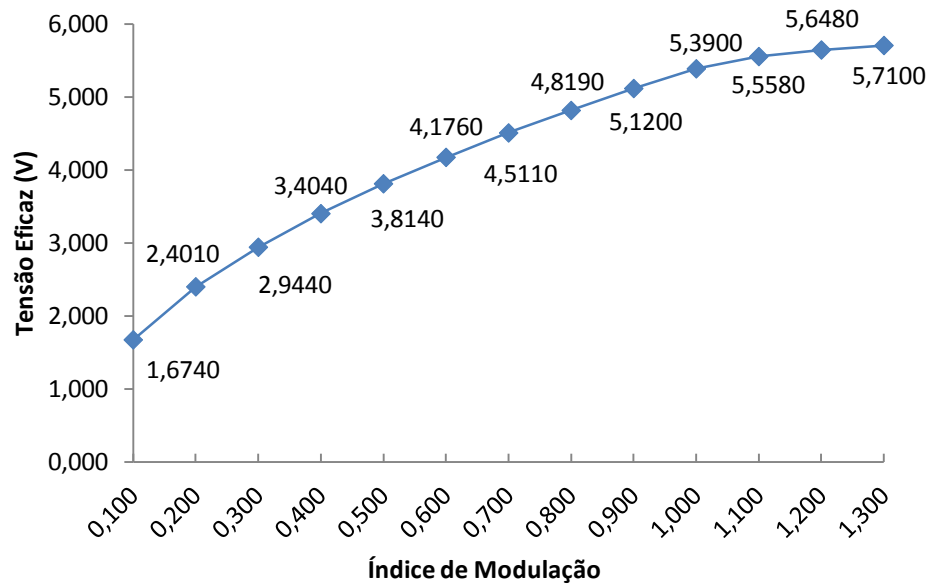


Figura 3.22 - Valores de U_{rms} através do varrimento de m_a

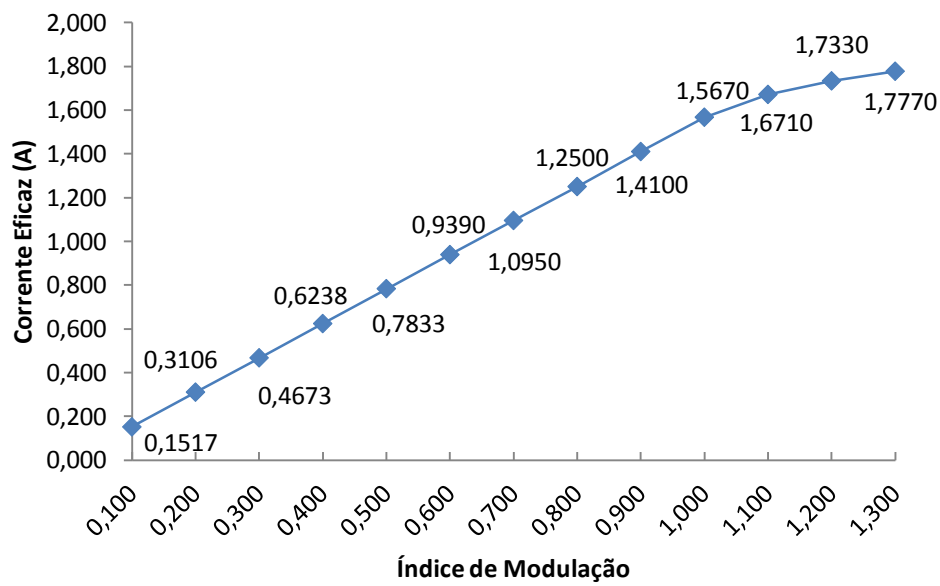


Figura 3.23 - Valores de I_{rms} através do varrimento de m_a

3.7. Simulações do Modelo através do Varrimento da Frequência do Sinal de Referência

De forma a visualizar a influência da frequência do sinal de referência no sistema foram efectuadas simulações através do varrimento desta com as seguintes características:

- Frequência da Triangular = 1000 Hz
- Valor de Carga = 20 mH
- Índice de Modulação = 1,0

As Figura 3.24 e Figura 3.25 mostram o andamento da THD_I e THD_U através de um varrimento da frequência do sinal de referência.

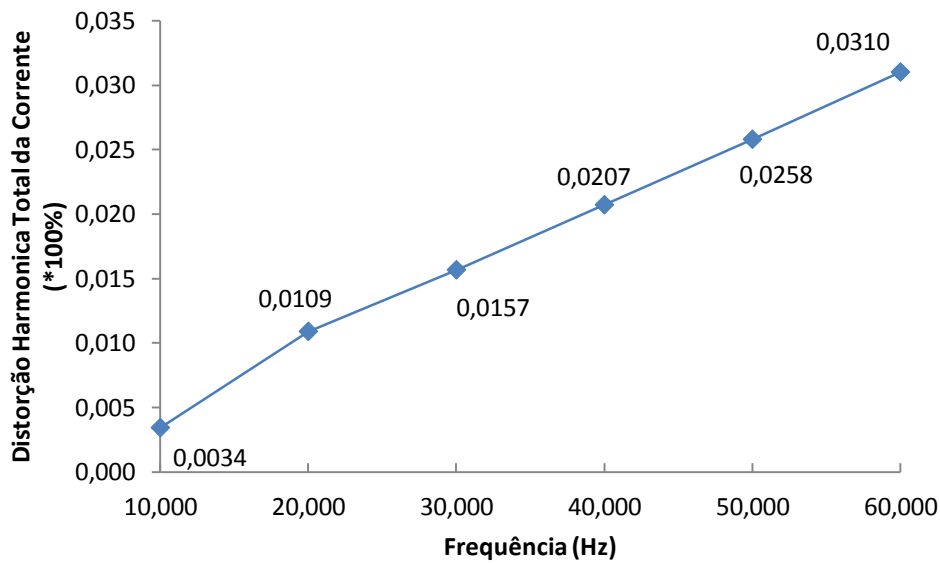


Figura 3.24 - Valores de THD_I através do varrimento de f_m

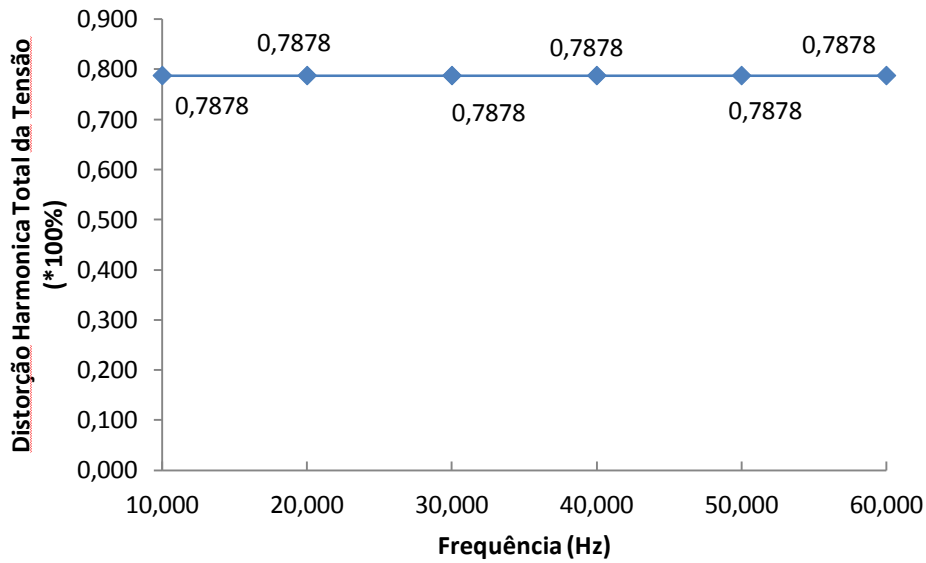


Figura 3.25 - Valores de THD_U através do varrimento de f_m

Note-se que a THD da corrente apresenta um andamento crescente à medida que se aumenta a frequência do sinal de referência. Quando à THD da tensão, esta mantém-se constante. A Figura 3.26 mostra o andamento dos valores eficazes de tensão e corrente para a mesma variação da frequência do sinal de referência.

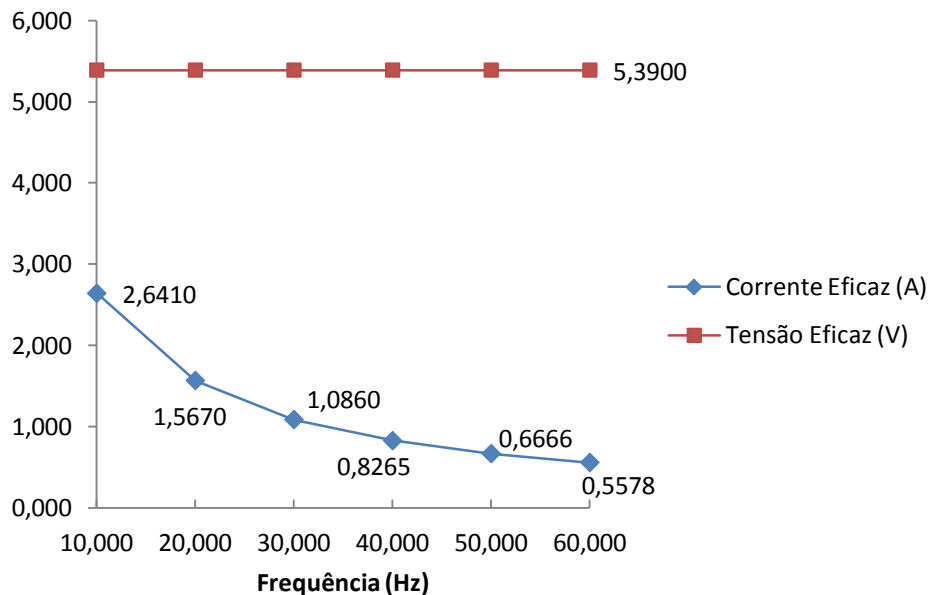


Figura 3.26 - Valores de I_{rms} e U_{rms} através do varrimento de f_m

3.8. Conclusões

Além das variações observadas nas formas de onda entre simulações provocadas pela variação da frequência do sinal de referência e índice de amplitude, foram obtidos outros resultados que agora são compilados na Tabela 3.4 e Tabela 3.5.

	$f_m = 50 \text{ Hz}$	$f_m = 50 \text{ Hz}$	$f_m = 20 \text{ Hz}$	$f_m = 20 \text{ Hz}$	$f_m = 20 \text{ Hz}$
	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 1000 \text{ Hz}$
	$p = 1$	$p = 2$	$p = 2$	$p = 2$	$p = 2$
	$m_a = 1$	$m_a = 1$	$m_a = 1$	$m_a = 0.7$	$m_a = 1.3$
$U_{rms} \text{ (V)}$	5,39	5,39	5,39	4,05	5,7
$I_{rms} \text{ (A)}$	0,66	0,66	1,567	1,095	1,77
THD_U	78,3 %	78,3 %	78,3 %	114,4 %	64 %
THD_I	2,6 %	2,6 %	1,1 %	1,1 %	3,7 %

Tabela 3.4 - Resultados Obtidos das várias simulações

Pela interpretação da Tabela 3.4 pode-se concluir os seguintes aspectos:

- A variação do número de pares de pólos não afecta os valores eficazes nem os valores THD .
- A variação da frequência do sinal de referencia afecta directamente o valor de I_{rms} e THD_I .
- A variação do índice de modulação para valores inferiores afecta negativamente o valor de U_{rms} e THD_U , diminuindo desta forma o valor de I_{rms} .
- A variação do índice de modulação para valores superiores afecta positivamente o valor de U_{rms} e THD_U , aumentando desta forma o valor de I_{rms} mas com a particularidade de aumentar também o valor de THD_I .

	$f_m = 20 \text{ Hz}$	$f_m = 60 \text{ Hz}$	$f_m = 60 \text{ Hz}$
	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 1000 \text{ Hz}$	$f_c = 3000 \text{ Hz}$
	$p = 1$	$p = 1$	$p = 1$
	$m_a = 1$	$m_a = 1$	$m_a = 1$
$U_{rms} \text{ (V)}$	5,39	5,39	5,39
$I_{rms} \text{ (A)}$	1,567	0,56	0,56
THD_U	78,3 %	78,3 %	78,3 %
THD_I	1,1 %	3,1 %	1,1 %

Tabela 3.5 - Resultados Obtidos sobre o rácio de frequência-modulação

A Tabela 3.5 resume os resultados obtidos para o estudo do valor da frequência da onda portadora, em que se pode concluir o seguinte:

- Fixando a frequência da onda portadora e aumentando a frequência do sinal de referência provoca-se uma diminuição no valor de I_{rms} e um aumento no valor de I_{THD} . Contudo, aumentando o valor da frequência da onda portadora com o objectivo de se obter o rácio de frequência-modulação anterior, agora com a nova frequência do sinal de referência, as características que sofreram alteração tomam os seus valores iniciais. Conclui-se que o rácio de frequência-modulação afecta directamente os valores I_{rms} e I_{THD} , ainda que, nas condições menos favoráveis I_{THD} tome valores entre 3% e 4%.

4. Implementação

4.1. Introdução

Neste capítulo será dado a conhecer como foi implementado o sistema de comando que apresenta as especificações mencionadas no capítulo anterior.

O próprio sistema de comando divide-se em dois grupos.

- Sistema de geração de sinais de comando, responsável pela interpretação da configuração do motor desejada e geração de sinais de comando.
- Sistema de Electrónica de Potência, responsável pela geração de sinais de tensão reflectidos dos sinais de comando.

Nos seguintes subcapítulos será demonstrado como estes grupos foram implementados.

4.2. Implementação do Sistema de Geração de Sinais de Comando

O sistema de geração de sinais de comando torna-se algo extremamente minucioso de desenvolver, tem de ser algo que faculte ao utilizador o comando do conversor de electrónica de potência do accionamento sem comprometer a geração de sinais de comando. Esta aplicação tem de providenciar então as seguintes especificações, escolhidas de forma a ir ao encontro das especificações do capítulo anterior:

- Variação do número de pares de pólos entre 0 e 7.
- Variação da Frequência dos sinais de referência entre 0 Hz e 60 Hz
- Variação do Índice de Modulação entre 0.4 e 1.3
- Geração de 48 sinais de comando, tendo em conta a topologia do IFT escolhida anteriormente.

Então a aplicação escolhida para se desenvolver todo o sistema de geração de sinais de comando do conversor electrónico de potência foi a placa de desenvolvimento Microchip® *Explorer 16* aliada à utilização do microcontrolador Microchip® PIC24FJ128GA010 que tem a capacidade de gerir os sinais de entrada e saída necessários para o bom funcionamento do sistema.

Devido à necessidade de quarenta e oito canais de saída de sinais que comandam os elementos de comutação da electrónica de potência, e um potenciómetro extra como canal de entrada de valores do índice de modulação recorreu-se a placa de expansão Microchip® *Prototype PICTail Plus Daughter Board*.

A placa Microchip® *Explorer 16* também está munida de um display de forma a existir uma interface visual com o utilizador. Pode-se observar esta aplicação de *hardware* em utilização na Figura 4.1.

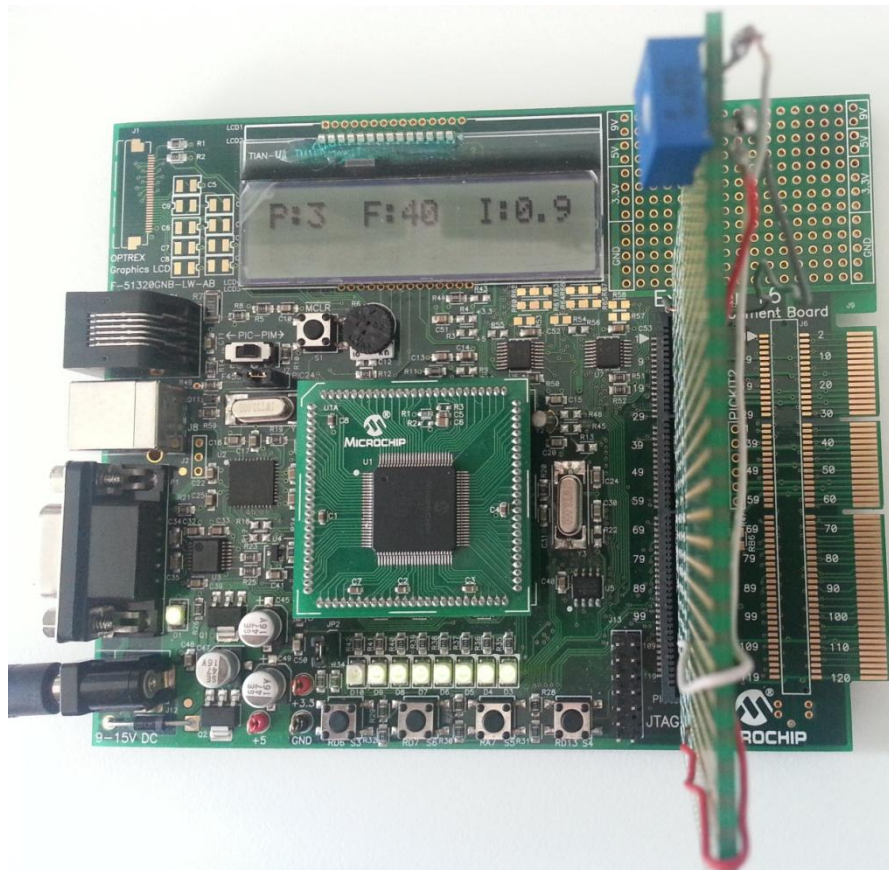


Figura 4.1 - Aplicação de *Hardware* do sistema de comando

O desenvolvimento do *software* que permite comandar o conversor é feito através da plataforma MPLAB® IDE. Contudo, para a programação do *hardware* e depuramento do

sistema de geração de sinais de comando é necessário recorrer à placa MPLAB[®] ICD 2 mostrada na Figura 4.2.



Figura 4.2 - Placa ICD2

O esquema como este conjunto de aplicações interagem é mostrado pela Figura 4.3.

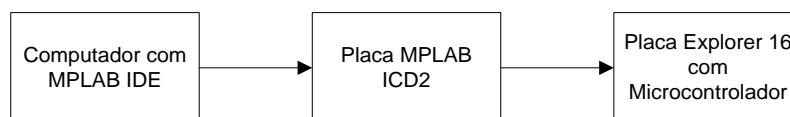


Figura 4.3 - Esquema de Ligação para programação do *Hardware* do sistema de geração de sinais de comando

Voltando novamente a atenção para a aplicação de *hardware* escolhida para o comando do conversor e geração de sinais, a Figura 4.4 juntamente com os seguintes tópicos correspondentes é demonstrada como a interacção do utilizador é feita com este.

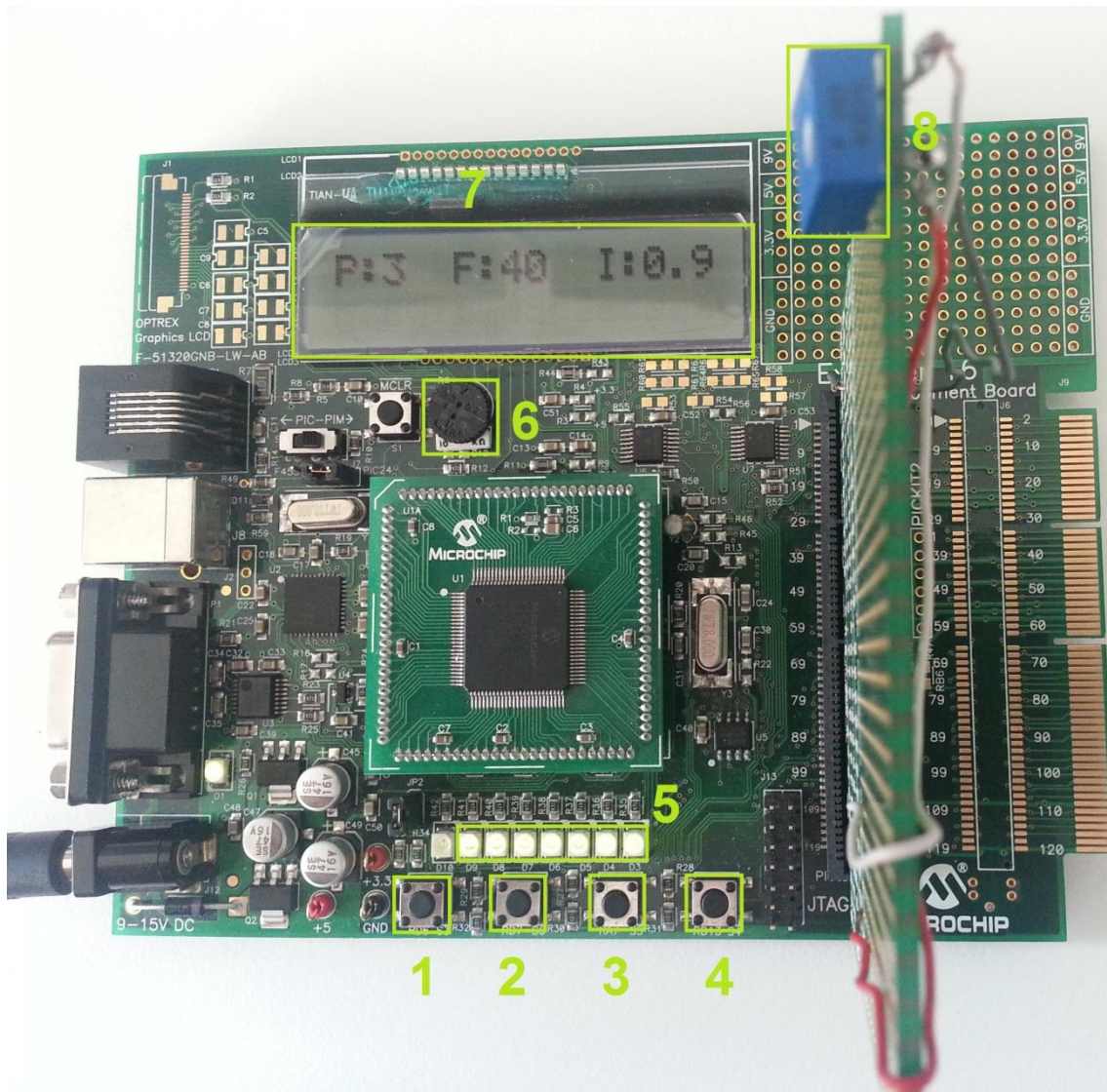


Figura 4.4 - Especificação da aplicação de *Hardware* do sistema de comando

Sendo que cada tópico corresponde a um número na figura, então tem-se:

1. Botão de Pressão para incremento de pares de pólos.
2. Botão de Pressão para decremento de pares de pólos.
3. Botão de Pressão para iniciar a geração de sinais de comando.
4. Botão de Pressão para finalizar a geração de sinais de comando.
5. LEDs de indicação de geração de sinais
6. Potenciômetro para selecção de Frequência dos sinais de referência.
7. *Display* de informação de configuração actual.
8. Potenciômetro para selecção do Índice de Modulação

Atendendo ao item 7 dos tópicos anteriores, a Figura 4.5 mostra-o em detalhe. Este *display* mostra ao utilizador qual a configuração está activa para sinais de controlo que irão, ou estão a ser gerados.

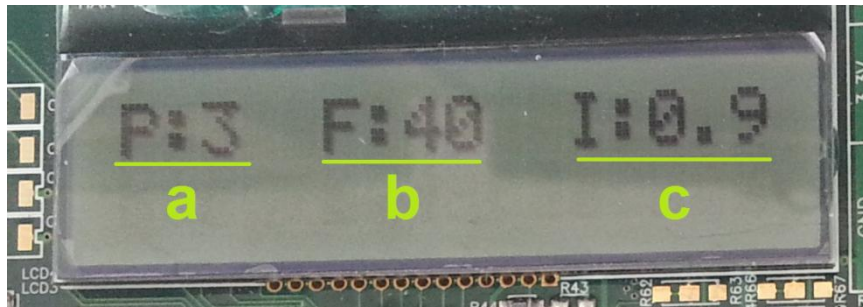


Figura 4.5 - Detalhe do *display* da placa Explorer 16

Sendo que cada tópico corresponde a uma letra na figura, então temos:

- a. Número actual de pares de pólos
- b. Frequência actual dos sinais de referência
- c. Índice de Modulação actual

Sabendo então como será feita a interação do utilizador com este sistema, resta saber como este interage com o conversor do sistema de geração de sinais de tensão. A Tabela 4.1 mostra o mapa de saídas do sistema de geração de sinais de comando e quais os elementos de comutação correspondentes onde se irão conectar.

Braço / Fase <i>i</i>	Elemento de Comutação	
	Superior	Inferior
0	RB0	RG0
1	RB1	RG1
2	RB2	RG2
3	RC3	RG3
4	RA15	RG6
5	RA14	RA10
6	RA9	RG8
7	RD14	RG9
8	RB8	RG12
9	RB9	RG13
10	RB10	RG14
11	RB11	RG15
12	RB12	RF0
13	RB13	RE1
14	RB14	RF2
15	RC4	RF3
16	RD0	RF4
17	RD1	RF5
18	RD2	RF6
19	RD11	RF12
20	RD12	RE8
21	RD8	RE9
22	RD9	RC1
23	RD10	RC2

Tabela 4.1 - Especificação das saídas correspondentes a cada elemento de comutação

Tendo a noção onde e como se enquadra o sistema de geração de sinais de comando, resta esclarecer o seu funcionamento. O fluxograma mostrado na Figura 4.6 representa todo este ciclo.

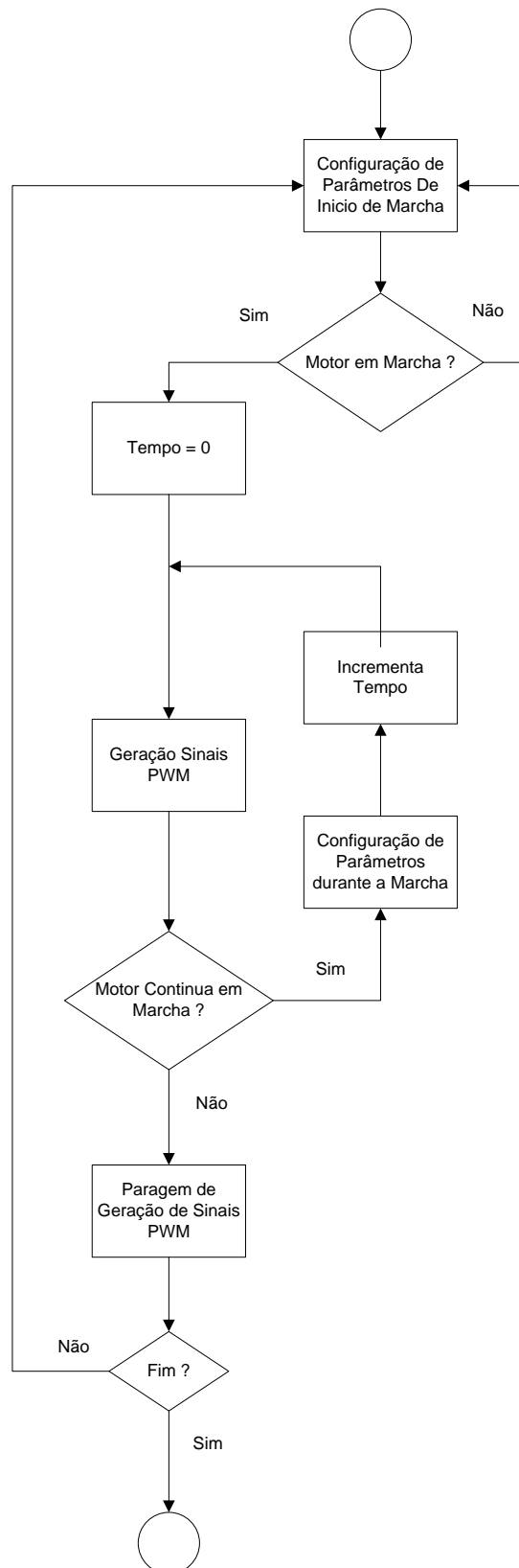


Figura 4.6 – Representação do fluxograma do ciclo de funcionamento do sistema de controlo

Pela interpretação do fluxograma nota-se que existem dois modos de funcionamento:

- O modo de espera, em que o accionamento está a activo, permitindo a alteração da configuração desejada mas sem efectuar a geração dos sinais de comando.
- O modo de marcha, em que o sistema de geração de sinais de comando se apresenta a gerar estes que serão ligados directamente às bases dos elementos de comutação. Note-se que no primeiro ciclo deste modo de funcionamento os sinais gerados apresentam as características que reflectem as especificações impostas no modo de espera. Após este primeiro ciclo, as especificações podem ser alteradas durante a marcha do motor permitindo assim uma flexibilidade durante o seu funcionamento.

Este ultimo modo, só entra em actividade quando o utilizador desejar, ou seja, no inicio da geração dos sinais de comando que reflectem o inicio de marcha do motor. O fluxograma deste modo de funcionamento encontra-se descrito pela Figura 4.7 de forma a clarificar a sua compreensão.

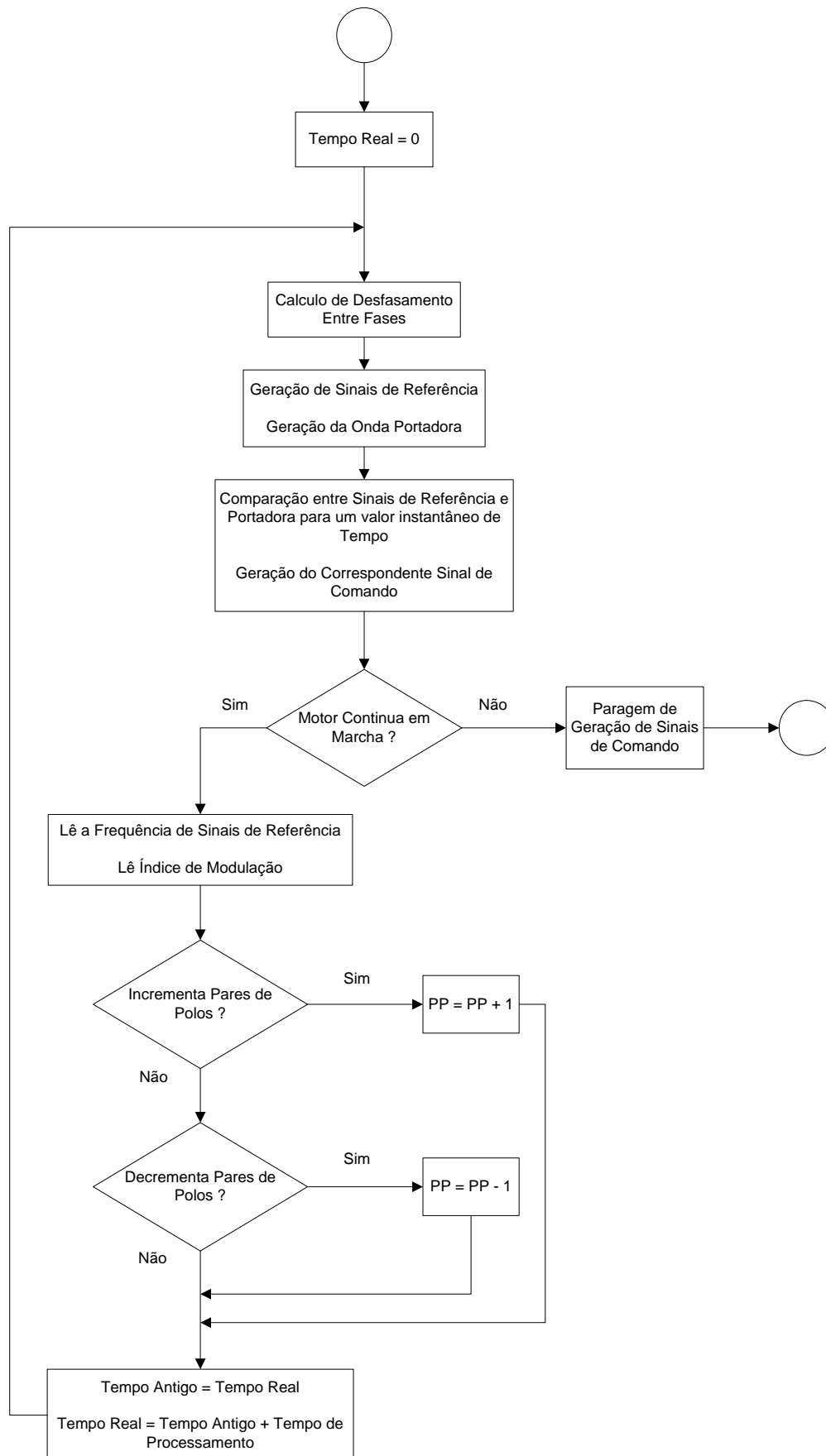


Figura 4.7 - Representação do fluxograma do ciclo de marcha

Repare-se que neste algoritmo, todo o tempo de funcionamento é contabilizado, com o objectivo de proporcionar ao sistema uma continuidade no tempo dos sinais gerados. Desta forma, quer os sinais de referência como a onda portadora são gerados no instante t em tempo real, e não em valores de tempo mais avançados devido à velocidade de processamento.

Além da contabilização do tempo de processamento do algoritmo em modo de marcha, é necessário também ter em conta o tempo de comutação dos transístores IGBT no valor de dois microsegundos. Este é a duração que o transístor demora a ficar do estado activo para desactivo ou vice-versa. Neste sistema, tempo de comutação foi tido em conta e utilizado da forma como mostra a Figura 4.8.

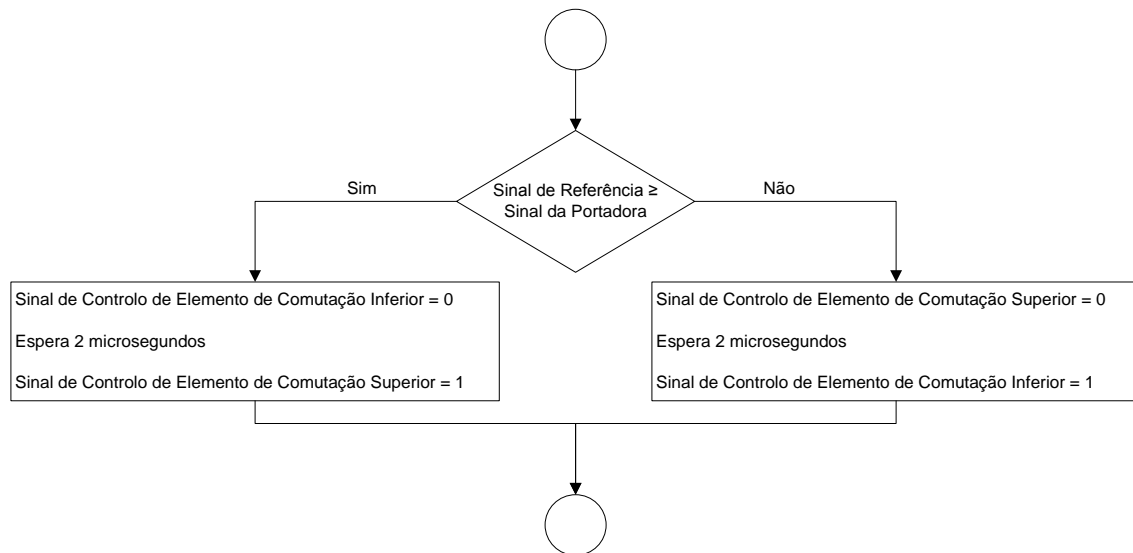


Figura 4.8 - Representação do fluxograma de alteração de valores dos sinais de comando

Este fluxograma descreve o algoritmo de prioridade como os sinais de comando são gerados de forma a evitar que os dois elementos de comutação do mesmo braço fiquem ligados criando uma situação de curto-circuito. Como se pode observar, em qualquer dos resultados da comparação dos sinais de referência com a onda portadora a primeira instrução é sempre desactivar o elemento de comutação contrário ao que ficará activo, esperar o tempo de comutação de forma a garantir que seja seguro a ligação do outro. A Figura 4.9 mostra uma janela de tempo que abrange duas variações dos sinais de comando de um determinado braço, descrevendo o algoritmo anterior.

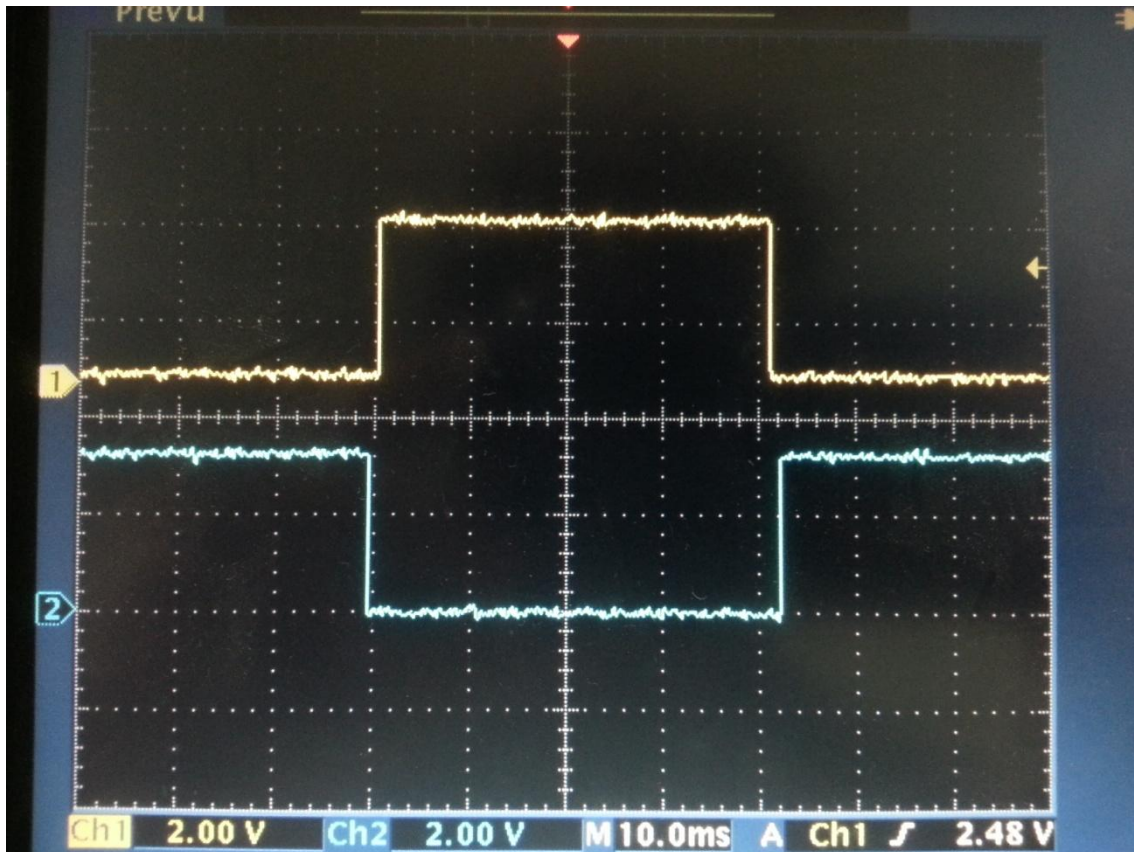


Figura 4.9 - Alterações de valores de sinais de comando

Note-se que nesta simulação o tempo de comutação foi alterado para 2 milissegundos, para melhor observação. No espaço de tempo demonstrado o elemento de comutação inferior do braço, representado a azul, estaria a conduzir e o elemento de comutação superior, representado a amarelo, estaria ao corte. Num determinado instante devido ao resultado da modulação PWM é necessário colocar o elemento de comutação superior do braço a conduzir, passados 40 milissegundos o inverso acontece. Em ambos os instantes de comutação o primeiro passo é a colocação dos dois elementos de comutação ao corte, seguindo-se o tempo de espera e só após este terminar o IGBT respectivo é colocado a conduzir.

Voltando ao fluxograma mostrado na Figura 4.7, que representa todo o ciclo de geração dos sinais de comando provenientes da modulação PWM, este tem um tempo de processamento de aproximadamente 0,0136 s por ciclo, o que implica que para o valor instantâneo de tempo a ser utilizado para geração de sinais do algoritmo esteja sincronizado com o tempo real, é necessário fixar um incremento no final deste com o valor de 0.0136 s. Então a necessidade

deste sincronismo provoca que apenas se consiga observar os valores dos sinais resultantes da modulação PMW em intervalos de 0.0136 s.

Comparando este tempo de processamento do algoritmo que obriga ao respectivo incremento com os períodos dos sinais de referencia e da onda portadora temos :

- Tempo processamento de um ciclo de geração de sinais = 0.0136 s
- Período do seno a 60 Hz = 0.0166 s
- Período do seno a 50 Hz = 0.02 s
- Período do seno a 40 Hz = 0.025 s
- Período do seno a 30 Hz = 0.033 s
- Período do seno a 20 Hz = 0.05 s
- Período do seno a 10 Hz = 0.1 s

Observa-se então que o tempo de processamento de um ciclo do algoritmo é algo elevado face ao período de qualquer sinal de referência para se obter uma informação detalhada em tempo real.

Apesar desta particularidade que afecta a resolução da geração dos sinais de saída, ainda é possível observa-los como mostra a Figura 4.10, referente aos sinais de comando de um determinado braço com na configuração de funcionamento:

- Frequência dos sinais de referência igual a 10 Hz.
- Frequência da onda portadora igual a 1 KHz
- Número de pares de pólos igual a 3.
- Índice de modulação igual a 1.3.

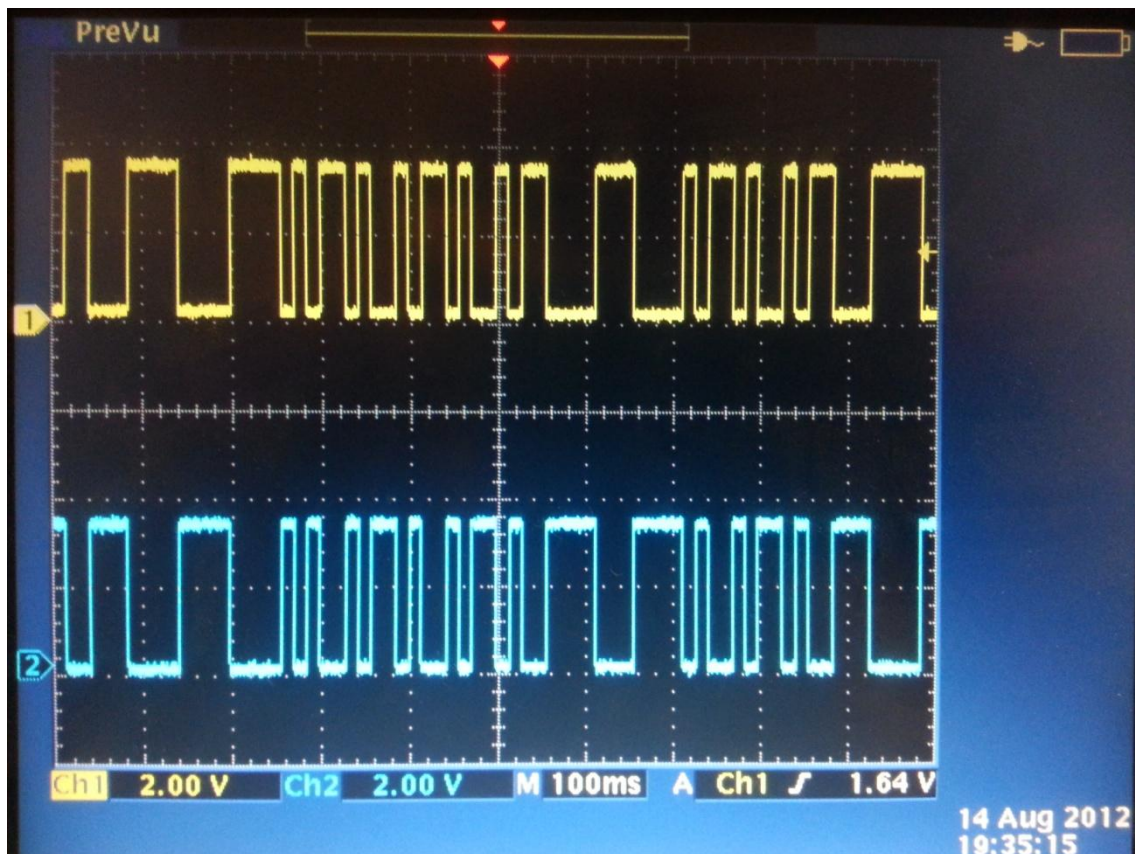


Figura 4.10 - Sinais de comando de um determinado braço

O sinal representado a amarelo é referente ao controlo do IGBT superior, e o representado a azul refere ao IGBT inferior de um determinado braço. Note-se que os sinais são inversos e que neste caso é pouco visível o atraso no instante de comutação, pois este tem a duração de 2 microssegundos e a escala de tempo utilizada é muito maior.

Atendendo aos tópicos mencionados na 3.4.2, foi efectuada uma simulação com uma configuração semelhante de forma a ser possível comparar os resultados entre duas fases com o mesmo desfasamento equivalente.

- Frequência dos sinais de referência igual a 50 Hz.
- Frequência da onda portadora igual a 1 KHz
- Número de pares de pólos igual a 2.
- Índice de modulação igual a 0.4.

A Figura 4.11 mostra o resultado desta simulação para as fases 5 e 17 do accionamento.

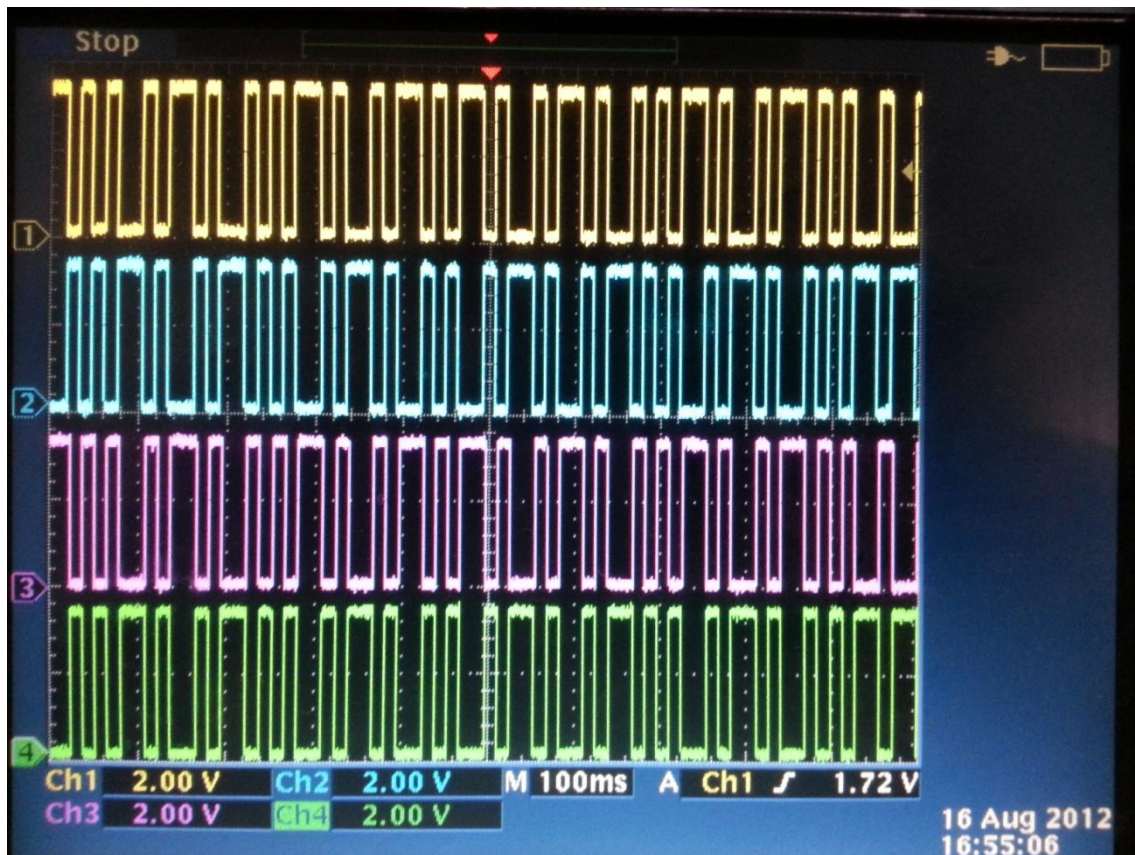


Figura 4.11 - Sinais de comando de dois braços com desfasamento em relação à origem equivalente

Os sinais 1 e 2 são referentes ao controlo do braço 5 do accionamento. O sinal 1 representado a amarelo controla o elemento de comutação superior e o sinal 2, representado a azul, controla o elemento de comutação inferior. Já os sinais 3 e 4 são referentes ao controlo do braço 17 do accionamento sendo o elemento de comutação superior controlado pelo sinal 3, representado a roxo, e o elemento de comutação inferior controlado pelo sinal 4, representado a verde.

Pode-se visualizar que a condição de apenas haver um elemento de comutação no estado de condução por braço mantém-se e que como esperado nesta configuração os sinais de comando do braço 5 são iguais aos sinais de comando do braço 17. Note-se ainda que se alterou o índice de modulação face à simulação anterior, o que provocou um aumento de impulsos claramente visível nesta escala.

4.3. Implementação do Sistema de Geração de Sinais de Tensão

A implementação deste sistema recorreria a um conversor de electrónica de potência, inversor fonte de tensão em topologia ponte completa para vinte e quatro fases, com as respectivas ligações ao sistema de geração de sinais de comando feitas como mostrado na Figura 4.12.

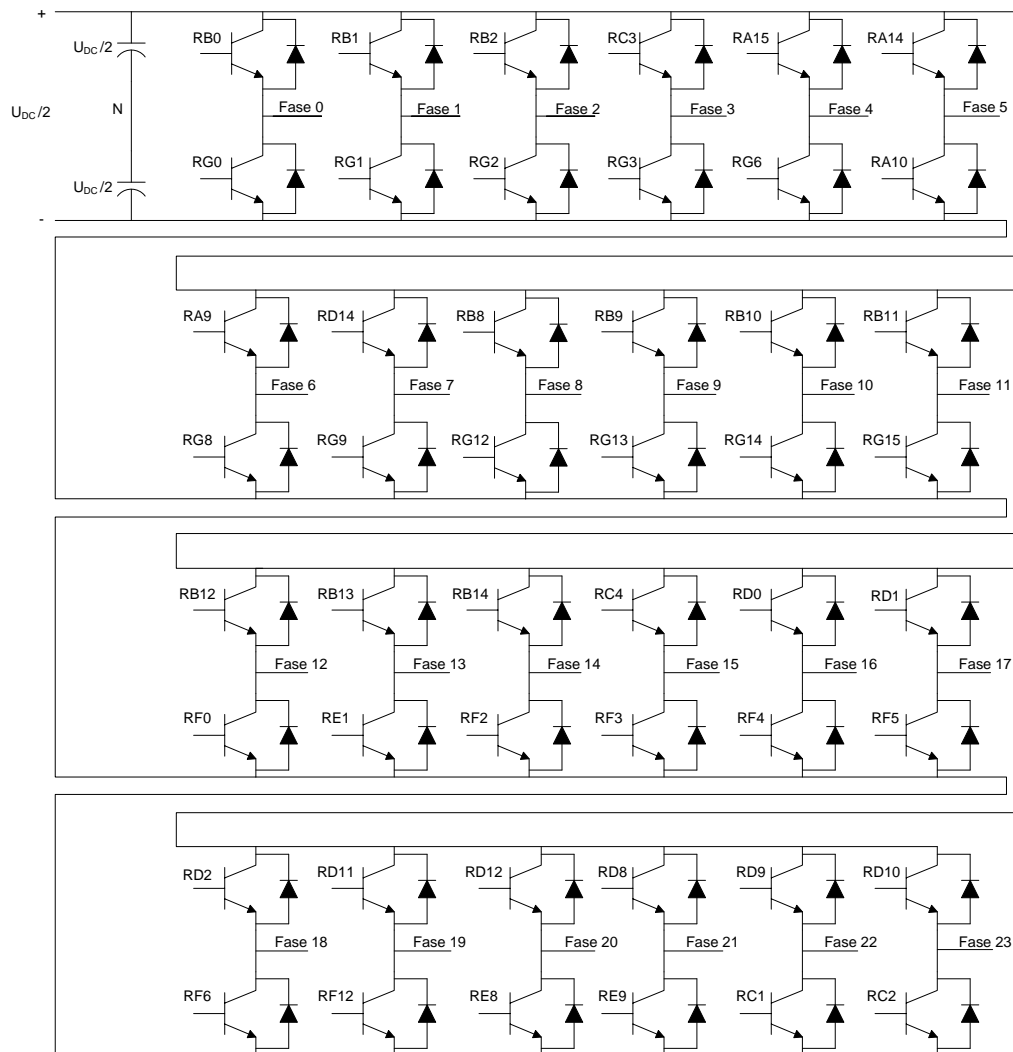


Figura 4.12 - Sistema de electrónica de potência

Contudo, esta implementação prática não pôde ser executada, adiando assim algumas conclusões sobre o sistema de comando real.

4.4. Conclusões

Devido a não se concluir a implementação prática do conversor de electrónica de potência, não foi possível ensaiar o sistema completo como foi feito no desenvolvimento teórico. Contudo, o sistema de comando do conversor electrónico apresentou-se concluído e foram efectuadas várias simulações como se mostra na secção 4.2.

Através destas, pode-se concluir que o sistema de geração de sinais de comando desempenha correctamente a sua função, gerando os sinais com a configuração desejada apesar de existir uma baixa resolução do sinal, algo que poderá ser contrariado pela opção de utilização de *hardware* com velocidade de processamento mais elevada.

5. Conclusões e Trabalho Futuro

5.1. Conclusões

No presente capítulo serão apresentadas as conclusões finais da presente dissertação e trabalho futuro a incidir sobre o sistema de comando desenvolvido e na utilização deste como contribuição original.

Face as crescentes preocupações relacionadas com o elevado consumo de combustíveis fosseis o desenvolvimento na industria de EV e EHV tornou-se cada vez mais acentuado incidindo directamente nos accionamentos de controlo de motores eléctricos.

A revisão bibliográfica efectuada abrange os métodos de controlo e de implementação de accionamentos destes motores, através de inversores de fonte de tensão, o que permitiu uma análise deste tipo de sistemas nos dias de hoje. Como foi mencionado neste capitulo, a utilização da SPWM neste tipo de accionamentos face às técnicas de SVPWM e DTC provoca um desempenho em função dos valores finais – tensão, corrente e distorção harmónica – algo inferior, contudo devido ao elevado número de fases do accionamento desenvolvido e sua versatilidade, esta veio a tornar-se o factor chave no controlo deste.

Quanto ao desenvolvimento teórico foi possível verificar a versatilidade do sistema através de diversas simulações variando o desfasamento individual e a frequência dos sinais de referência, que face à técnica de comando utilizada reflectiram resultados bastantes positivos nas formas de onda de tensão e corrente, influenciando directamente os valores eficazes de tensão e corrente com respectivas distorções harmónicas. Foi também efectuada uma simulação para estudar a razão de frequência-modulação e como este influencia o valor de THD_1 para se obter uma melhor compreensão do sistema quando este toma valores mais elevados, chegando-se à conclusão que para este sistema uma razão de frequência-modulação variável seria uma possível mais-valia.

A implementação do sistema geração de sinais de comando veio a confirmar a flexibilidade descrita no desenvolvimento teórico, contudo, devido ao recurso de sistemas digitais para esta implementação experienciou-se alguma dificuldade na sincronização temporal entre o sistema geração de sinais de comando e o tempo real, isto porque o tempo de processamento da geração dos sinais de comando é algo elevado face aos períodos dos sinais de

referência. A necessidade deste sincronismo influenciou negativamente resolução na geração de sinais de comando mas que teoricamente não comprometeria o controlo do sistema, algo que só poderia ser comprovado com a implementação do sistema de electrónica de potência. A falta de implementação prática do sistema de geração de sinais de tensão é a principal lacuna neste trabalho, o que provocou atrasos e invalidação de conclusões face ao funcionamento do sistema de comando real.

O desenvolvimento desta dissertação veio a solidificar os conhecimentos adquiridos sobre o controlo de motores eléctricos, nomeadamente no âmbito do controlo V/f , além de que no desenrolar desta foi necessário estudar conceitos de outras disciplinas como a electrónica de potência e sistemas digitais.

5.2. Trabalho Futuro

Como trabalho futuro a incidir sobre o sistema de comando, pode-se salientar os seguintes tópicos:

- Conclusão da implementação do sistema de geração de sinais de tensão nos moldes descritos pela secção 4.3.
- Implementação do sistema de comando do conversor electrónico através de um *hardware* com velocidade de processamento mais elevada de forma a providenciar ao sistema uma maior resolução na geração dos sinais de comando.
- Implementação da variação do rácio de frequência-modulação de forma a minimizar a distorção total de harmónicas de corrente.

Estando o sistema de comando completamente desenvolvido seria interessante efectuar-se o estudo do desempenho do motor de pólos variáveis mencionado na secção 122.3 acoplado a este. O estudo do desempenho de outros motores de indução acoplados a este sistema também seria algo a desenvolver, aproveitando a capacidade deste de efectuar desfasamentos equivalentes de certas fases em relação à origem.

6. Referências

- [1] IEEE Standards Information Network/IEEE Press, The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms, Seventh Edition, IEEE Press, 2000,ISBN 0-7381-2601-2, page 588.
- [2] P. Enjeti, P. Ziogas, e J. Lindsay, “A current source PWM inverter with instantaneous current control capability,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 27, pp. 643–893, May/June, 1991.
- [3] J. R. Espinoza e G. Joós, “A Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive System with Reduced Losses”, IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 34, no. 4, July/August, 1998.
- [4] B. K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives, Wiley/IEEE Press, 1997.
- [5] M. H. Rashid et al, Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications, Cap 15, 2006.
- [6] G. D. Holmes, T. A. Lipo, “Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice,” IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA, 2003.
- [7] A. M. Hava, R. J. Kerkman e T. A. Lipo, Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol. 13, No. 4, July 1998.
- [8] G. Grandi, G. Serra, e A.Tani, Space Vector Modulation of a Seven-Phase Voltage Source Inverter, SPEEDAM 2006 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion.

- [9] G. Grandi, G. Serra, A. Tani, General analysis of multi-phase systems based on the space vectors approach, International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, Portoroz (Slovenia), Aug. 30 - Sept. 1, 2006
- [10] M. J. Duran, F. Barrero e S. Toral, Multi-Phase Space Vector Pulse Width Modulation: Applications and Strategies, ICREPQ 2009.
- [11] J. M. Pina, “Proof-of-Concept of a Variable Poles Multiphase Motor”, Proceeding of the Flux Users Conference, Autrans, France, October 2009.
- [12] J. M. Pina, Universidade Nova de Lisboa, Motor polifásico com número de pólos varáveis, patente com referência WO/2010/013226.
- [13] <http://arduino.cc/it/Tutorial/PWM>
- [14] O. Ojo e G Dong, Generalized discontinuous carrier-based PWM modulation scheme for mutli-phase converter-machine systems, Proc. of 40, Annual Meeting, IEEE Industry Applications Society, Oct. 2-6, 2005, Hong Kong, pp. 1374-1381.
- [15] A. M. Gole, Course Notes in 24.437 Power Electronics, PWM Techniques for Harmonic Reduction in VSC, University of Manitoba, 2000.
- [16] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John e S. Suresh Kumar, Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences VOL. 5, NO. 7, JULY 2010, ISSN 1819-6608.
- [17] V. T. RANGANATHAN, Space vector pulsewidth modulation - A status review, Sadhana, Vol. 22, Part 6, December 1997. pp. 675-688.

- [18] Y. Zhao e T. A. Lipo, “Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sep./Oct. 1995.
- [19] A. Iqbal e S. Moinuddin, Comprehensive Relationship Between Carrier-Based PWM and Space Vector PWM in a Five-Phase VSI, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 10, OCTOBER 2009.
- [20] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat e S. Williamson, Multiphase induction motor drives – a technology status review, July 2007.
- [21] D. W. Novotny e T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Oxford University Press, 1997.
- [22] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, e L.M. Tolbert. Direct Torque Control of Induction Machines using Space Vector Modulation. IEEE Trans. Industry Applications. Vol. 28, No. 5, Sept/Oct 1992.
- [23] J. C. Trounce, S. D. Round, R. M. Duke, Evaluation of Direct Torque Control Using Space Vector Modulation for Electric Vehicle Applications.

7. Anexos

7.1. Esquema completo do sistema de comando

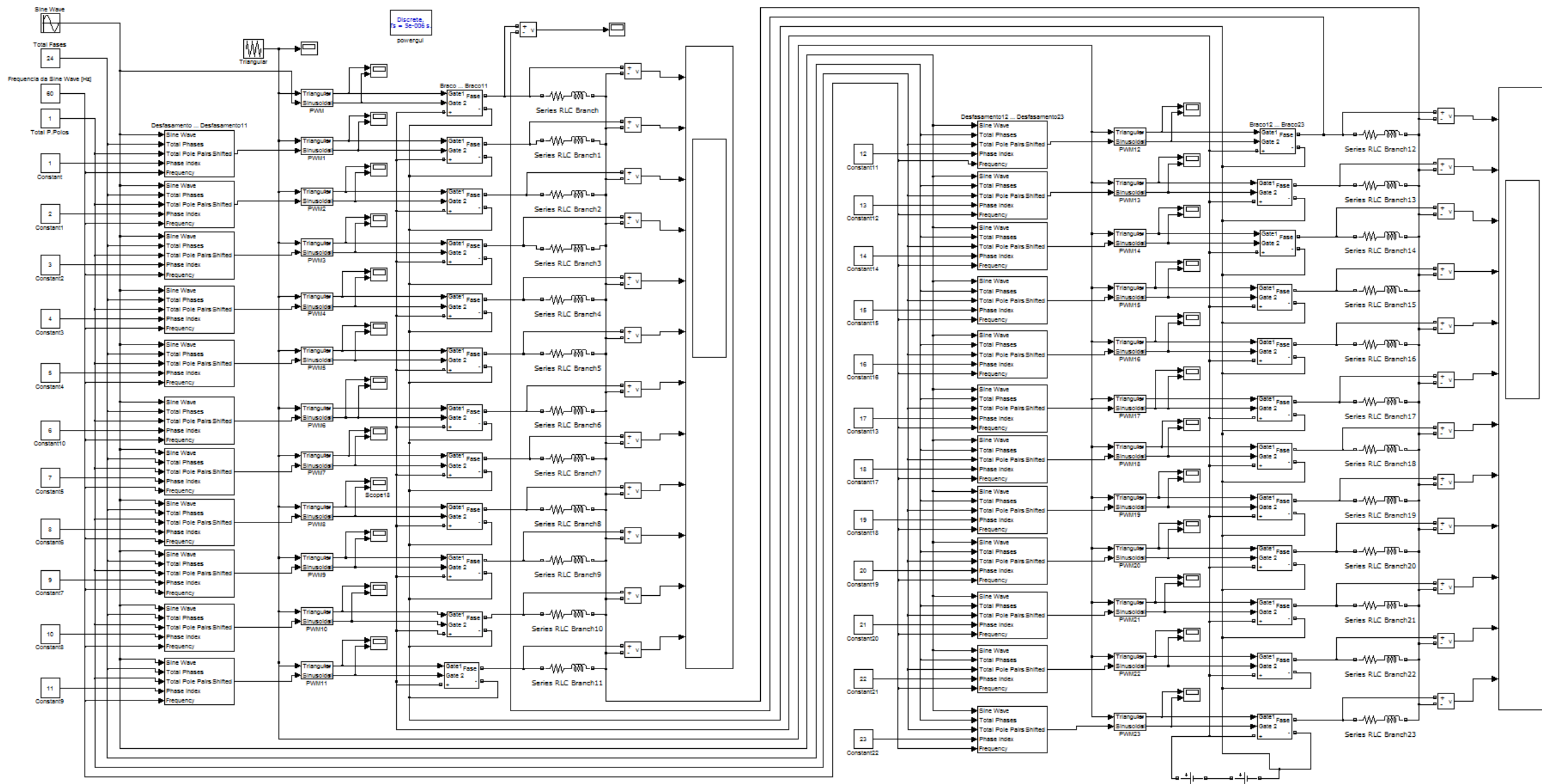


Figura 7.1 - Esquema completo do sistema de comando